VŠB – Technická univerzita Ostrava
Fakulta elektrotechniky a informatiky
Katedra elektroenergetiky

Srovnání vybraných parametrů asynchronního elektromotoru napájeného z měniče frekvence

Comparison Of Selected Parameters Of Induction Motor Powered From a Frequency Converter

2016

Bc. Roman Švrček

VŠB - Technická univerzita Ostrava
Fakulta elektrotechniky a informatiky
Katedra elektroenergetiky

Zadání diplomové práce

Student: **Bc. Roman Švrček**

Studijní program: N2649 Elektrotechnika

Studijní obor: 3907T001 Elektroenergetika

Téma: Srovnání vybraných parametrů asynchronního elektromotoru napájeného z měniče frekvence.
Comparison Of Selected Parameters Of Induction Motor Powered From a Frequency Converter.

Jazyk vypracování: čeština

Zásady pro vypracování:

Asynchronní pohony s měničem frekvence, historie, vývoj, základní typy.
Vliv napájení z měniče frekvence na výsledné vlastnosti pohonu a na jednotlivé části asynchronního motoru.
Srovnání vybraných parametrů a veličin v soustavě měnič - motor pro několik konkrétních typů komponentů.
Vícekriteriární vyhodnocení získaných údajů.

Seznam doporučené odborné literatury:

Hrabovcová, V. a kol.: Meranie a modelovanie elektrických strojov, Žilinská univerzita, 2014
Chmelík, K., Pospišilík, J.: Elektrické stroje v energetice, VŠB Ostrava, 2003
Petrov,G.N.: El. stroje 1 a 2, ACADEMIA 1980
Andrzej Trzynadlowski: Control of Induction Motors, Academic Press 2001
Další dle pokynů vedoucího diplomové práce

Formální náležitosti a rozsah diplomové práce stanoví pokyny pro vypracování zveřejněné na webových stránkách fakulty.

Vedoucí diplomové práce: **Ing. Petr Bernat, Ph.D.**

Datum zadání: 01.09.2015
Datum odevzdání: 29.04.2016

VYSOKÁ ŠKOLA BÁŇSKÁ-TECHNICKÁ UNIVERZITA Fakulta elektrotechniky a informatiky * OSTRAVA *

prof. Ing. Stanislav Rusek, CSc.
vedoucí katedry

prof. RNDr. Václav Snášel, CSc.
děkan fakulty

Poděkování

Na tomto místě bych rád poděkoval svému vedoucímu práce Ing.Petru Bernátovi, Ph.D. za cenné rady a také panu Adamovi Kreisingerovi za poskytnutí laboratoře pro provedení měření nutných pro tuto práci.

Prohlášení

Prohlašuji, že jsem tuto závěrečnou diplomovou práci vypracoval samostatně. Uvedl jsem všechny literární prameny a publikace, ze kterých jsem čerpal.

V Ostravě dne 8. 7. 2016 Roman Švrček: .....

Abstrakt:

Diplomová práce je zaměřena na měření a následné porovnání parametrů v soustavách dvou měničů typu Allen Bradley powerfix 40 a Siemens micromaster 440. Teoretická část práce se věnuje popisu asynchronních pohonů s měničem frekvence, jejich historickému vývoji, rozdělení měničů frekvence, způsobům řízení asynchronních pohonů s měniči frekvence, paramatrům asynchronních motorů a frekvenčních měničů a dále vlastnostem asynchronních motorů napájených z měničů frekvence. V praktické části jsou uvedeny konkrétní výsledky provedených měření vybraných parametrů a veličin pohonů s frekvenčním měničem a jejich následné porovnání.

Klíčová slova:

Měnič frekvence, asynchronní motor, vektorové řízení, Siemens Micromaster 440, Allen Bradley Powerflex 40.

Abstract:

This diploma thesis is focused on measuring and comparing of the parametres of two transducer inventers Allen Bradley powerfix 40 and Siemens micromaster 440. The theoretical part of this project describes asynchronous drives with the frequency inverter, their historical development, distribution, control methods of asynchronous drives with frequency inventers, parametres of asynchronous engines and frequency inventers and finally features of asynchronous engines powered from frequency inverters. The practical part describes concrete results of measuring of selected parametres and quantities of drives with frequency inverter and subsequent comparison of them.

Key words:

Inverter, asynchronous motor, vector control, Siemens Micromaster 440, Allen Bradley Powerflex 40.

Seznam symbolů a zkratek

2p	počet pólů stroje
B	magnetická indukce
B_{zr}	šířka zubu rotoru
b_{zs}	šířka zubu statoru
D	průměr
f	kmitočet napájecí sítě
F_m	magnetomotorická síla pólové dvojice
H	intenzita magnetického pole
I	elektrický proud
k_c	Carterův činitel
k_{c1}, k_{c2}	Carterův činitel pro stator a rotor
k_{v1}	činitel vinutí
k_{y1}	činitel kroku
l	délka indukční čáry
L_e	efektivní délka železa
m	hmotnost
n	otáčky
N_1	počet závitů v sérii
p	počet pólpárů
$\Delta p_{1,0}$	ztrátové číslo pro magnetickou indukci 1T
q	počet drážek na pól a fázi
Q_1	počet drážek na statoru
Q_2	počet drážek na rotoru
R	elektrický odpor
R_2	přepočtený odpor rotorového vinutí
R	odpor rotorové tyče
t_{d2}	drážková rozteč rotoru
t_{d1}	drážková rozteč statoru
U	elektrické napětí
U_1	svorkové napětí
X	reaktance
Z	impedance
δ	délka vzduchové mezery
ΔP_{Cu1}	ztráty v mědi statoru
ΔP_{Fe}	ztráty v železe
ΔP_m	mechanické ztráty
λ	jednotková vodivost
μ_0	permeabilita vakua
ρ	rezistivita
t_p	pólová rozteč
Φ	magnetický tok

Obsah

1. Úvod

Regulované pohony elektrických strojů zaznamenaly největší vývoj v druhé polovině 20. století. Míra jejich nasazení a jejich struktura se vyvíjely v závislosti na vývoji výkonových polovodičových prvků a vývoji a dostupnosti výpočetní techniky.

Od 90. let minulého století se ve valné většině elektrických pohonů v průmyslových aplikacích požívá sestava frekvenční měnič-asynchronní motor. Asynchronní motory se „prosadily“ díky svým vlastnostem jako je robustnost, spolehlivost, relativně jednoduchá výroba, dlouhá životnost a v neposlední řadě i cena. Z principu asynchronního motoru vyplývají i možnosti jeho regulace. Požadavek spojité regulace v plném rozsahu řízení splňují nejlépe právě měniče frekvence. Změna způsobu napájení asynchronního motoru ze spojitého harmonického napětí sítě na nespojité napětí frekvenčního měniče ovlivnila i chování motoru. S růstem vysokých spínacích frekvencí měničů, roste i podíl vyšších harmonických na výstupu měniče a řízený motor je namáhán napěťovými „špičkami“ s dobou trvání řádů μs. Z důvodu omezení těchto degradačních vlivů došlo ke změnám konstrukce asynchronních motorů.

Sledování parametrů asynchronních motorů napájených z frekvenčních měničů je proto důležitou součástí prediktivní diagnostiky chování celého regulovaného pohonu. Přesné stanovení parametrů motoru je rovněž důležité pro správné nastavení frekvenčního měniče a tím i optimální regulaci celého pohonu.

Předkládaná práce se zabývá porovnáním parametrů asynchronních motorů s kotvou nakrátko řízených frekvenčním měničem. První části jsem se zabýval rozdělením, vlastnostmi a parametry polovodičových měničů kmitočtu, asynchronními motory a regulovanými pohony.

Druhá část je zaměřena na přehled negativních vlivů frekvenčních měničů na řízený asynchronní motor a na jejich diagnostiku.

V další části jsem se zabýval konkrétními sestavami pohonů s využitím měničů Siemens Micromaster 440 a Allen Bradley Powerflex 40 s asynchronním motorem Siemens 1LA7. Na obou sestavách jsem provedl sadu měřen, zpracoval a vzájemně porovnal naměřené hodnoty sledovaných veličin.

2. Asynchronní pohony s měničem frekvence

2.1. Historický vývoj výkonových měničů.

Vynález tranzistoru v roce 1948 odstartoval nové odvětví elektrotechniky. První uplatnění našel tranzistor v nízkonapěťových aplikacích v oblasti komunikací, výpočetní techniky apod. Teprve s vynálezem tyristoru firmou General Electric v roce 1957 začala éra výkonové elektroniky. Počátkem 60-tých let 20.století se začaly vyrábět výkonové tyristory (400V/80A) a tím začal i rozvoj polovodičových měničů.

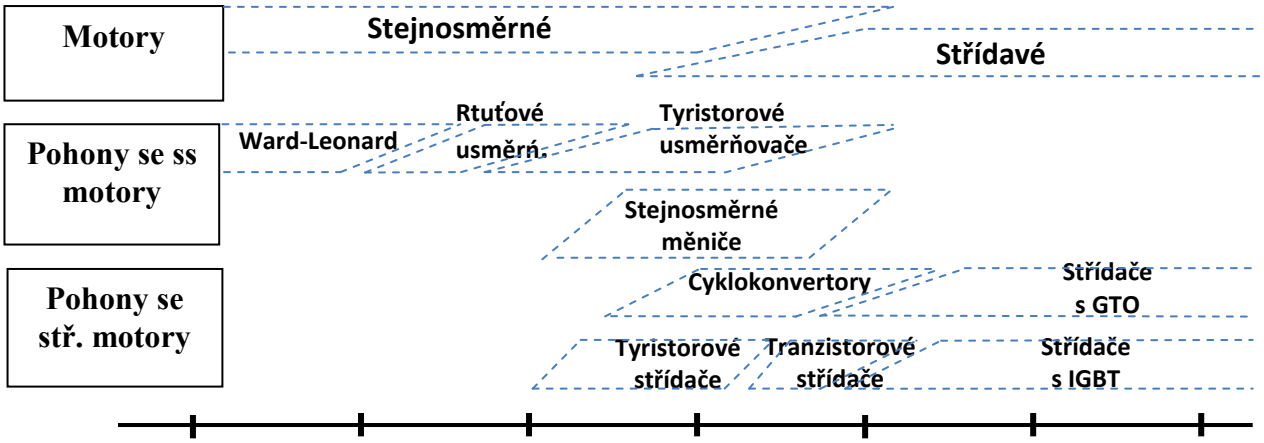
Vývoj polovodičových měničů byl závislý na vývoji výkonových spínacích prvků, jejich parametrech a na vývoji a možnostech jejich řízení.

První tyristory typu SCR (Silicon Controlled Rectifier) nahradily v průmyslových aplikacích (v usměrňovačích, invertorech, cyklokonvertorech atd.) diody, thyratrony a ignitory. Ve výkonové elektronice byly používány jako jediné polovodičové spínací prvky téměř 20 let a dodnes jsou ve výkonových aplikacích používány. V roce 1970 byl vyvinut tranzistor BJT (bipolar junction transistor), který lépe vyhovoval zvyšujícím se nárokům rychlost spínání a na řízení. Byl používán v aplikacích s nízkými až středním napětími a frekvencemi. Dnes je již překonán a nepoužívá se. V roce 1978 byl vyvinut tranzistor MOSFET (metal oxide semiconductor field effect transistor) používaný pro nízká napětí a vysoké frekvence. Pro vysoká napětí a střední frekvence byl vyvinut tyristor GTO (gate turn-off thyristor). V roce 1983 vyvinutý tranzistor IGBT (insulated gate bipolar transistor) je používán v aplikacích s nízkými až středními hodnotami frekvencí a napětí. V 1997 byl vyvinut tyristor IGCT (integrated gate commutated
Thyristor) pro střední až vysoké hodnoty napětí a pro nízké až střední frekvence.

S použitím uvedených spínacích prvků mohou výkonové elektronické systémy pracovat v řádech výkonů několika wattů až po GW, s frekvencemi stovky Hz až stovky kHz.

Paralelně s vývojem polovodičových prvků se vyvíjely i možnosti řízení elektrických pohonů. Do šedesátých let 20. století byly pro regulované polohy používány stejnosměrné stroje, velmi často v různých soustrojích, např. Ward-Leonardovo soustrojí usměrňovač – stejnosměrný motor. V sedmdesátých letech pak stejnosměrné pohony využívaly řízené usměrňovače.

S postupný vývojem polovodičových spínacích prvků a tím i měničů mohlo být stále více nahrazeny stejnosměrné motory asynchronními motory. Zpočátku se jednalo o kaskádní zapojení (podsynchronní nebo nadsynchronní kaskáda) a od devadesátých let o měniče kmitočtu.[26]



Obr.1. Historie elektrických pohonů.

2.2. Rozdělení měničů frekvence

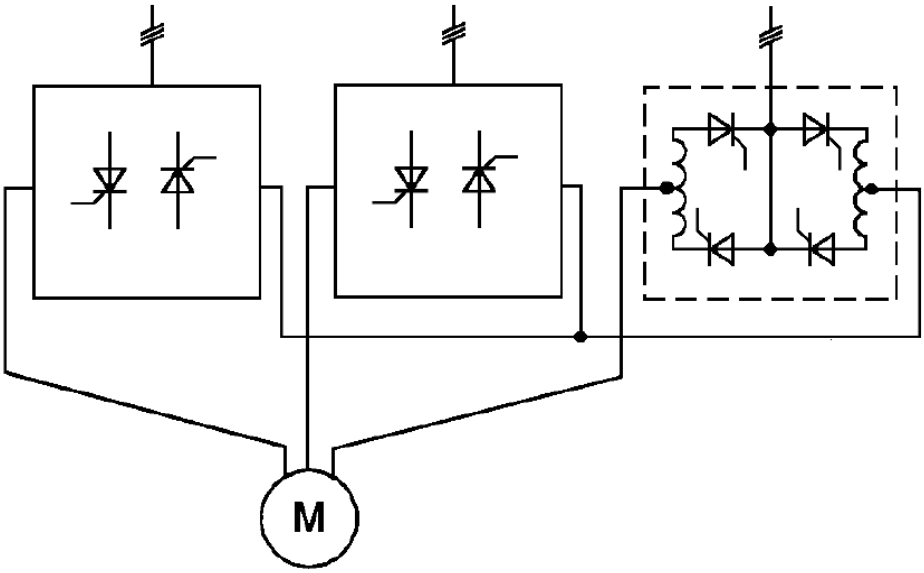
V této kapitole se budu zabývat pouze měniči frekvence, které připadají v úvahu pro řízení třífázového asynchronního motoru a jejich rozdělením z hlediska principu činnosti.

2.2.1. Přímé měniče frekvence.

Přímé měniče frekvence můžeme rozdělit podle způsobu komutace na měniče se síťovou komutací (cyklokonvertory) a na měniče s vlastní komutací (maticové měniče).

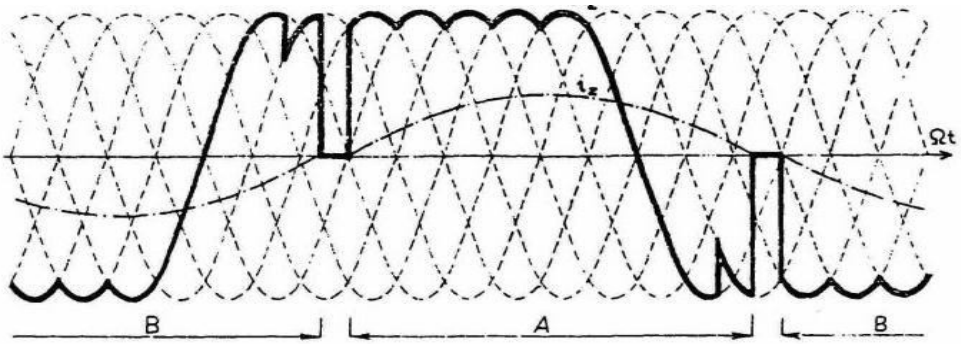
Cyklokonvertory

Cyklokonvertory vytvářejí výstupní napětí přímo z trojfázové soustavy vybíráním co nejoptimálnějších úseků průběhů napětí nebo proudu. Zapojeny jsou stejně jako reverzační stejnosměrné měniče. Pro každou fázi asynchronního motoru jsou užity dva můstky. Pracují střídavě v intervalech, kdy proud vinutím motoru teče jedním nebo druhým směrem. Podle způsobu řízení je můžeme rozdělit na lichoběžníkové a sinusové (harmonické).[1]



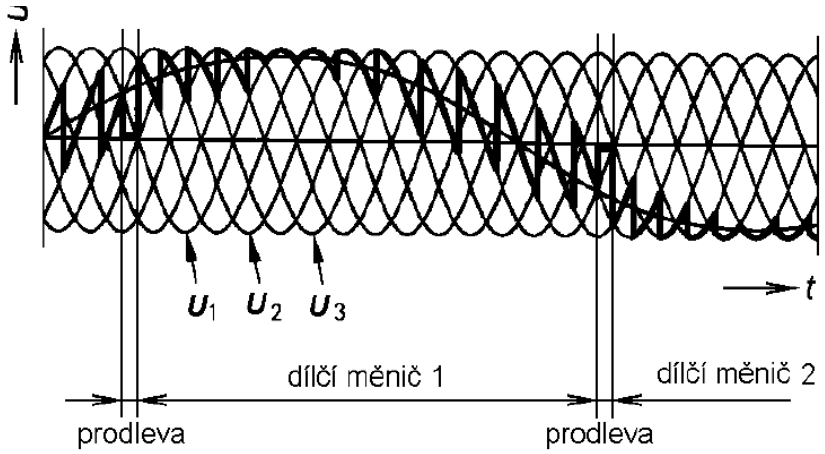
Obr.2. Princip přímého měniče frekvence se síťovou komutací (cyklokonvertor)

Lichoběžníkový cyklokonvertor – fázory výstupních napětí měničů jednotlivých fází motoru a vlastně i veškeré další navzájem si odpovídající proudy a napětí jsou vůči sobě posunuty o 120°. Úhel fázového řízení je konstantní a odpovídá usměrňovačovému chodu ($\alpha<\frac{\pi}{2}$) až do okamžiku, kdy je vyžadován přechod napětí do další půlperiody. Tehdy se rídící úhel α zvětší nad $\frac{\pi}{2}$ a měnič přejde do střídačového chodu. Proud příslušné fáze se začne zmenšovat až klesne na nulu. Po krátkém časovém intervalu, nutném k bezpečnému zablokování dosud aktivního měniče, přejde řízení na druhý měnič. Tyto měniče mají oproti jiným jednodušší způsob řízení, ale jejich výstupní napětí obsahují vysoký podíl vyšších harmonických.[1]



Obr.3. Průběh výstupního napětí a proudu lichoběžníkového cyklokonvertoru.

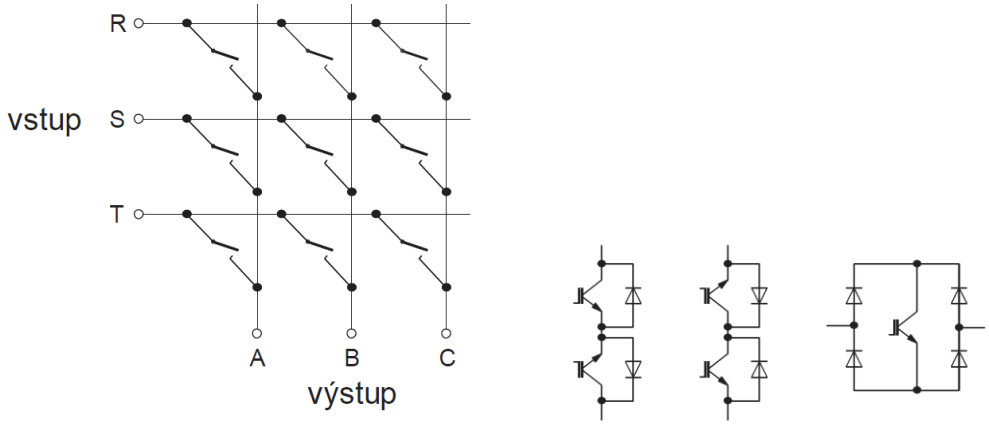
Sinusové (harmonické) cyklokonvertory - mají stejná zapojení jako lichoběžníkové cyklokonvertory, ale jiný způsob fázového řízení. Jejich výstupní napětí a proud kopírují sinusový průběh a mají menší podíl vyšších harmonických.



Obr.4. Skládání 1 fáze výstupního napětí v sinusovém cyklokonvertoru.

Cyklokonvertory jsou i přes velkou složitost zapojení používány pro jejich vysokou účinnost k řízení otáček největších trojfázových asynchronních a synchronních motorů. Rozsah výstupní frekvence je maximálně kolem jedné třetiny vstupní frekvence.

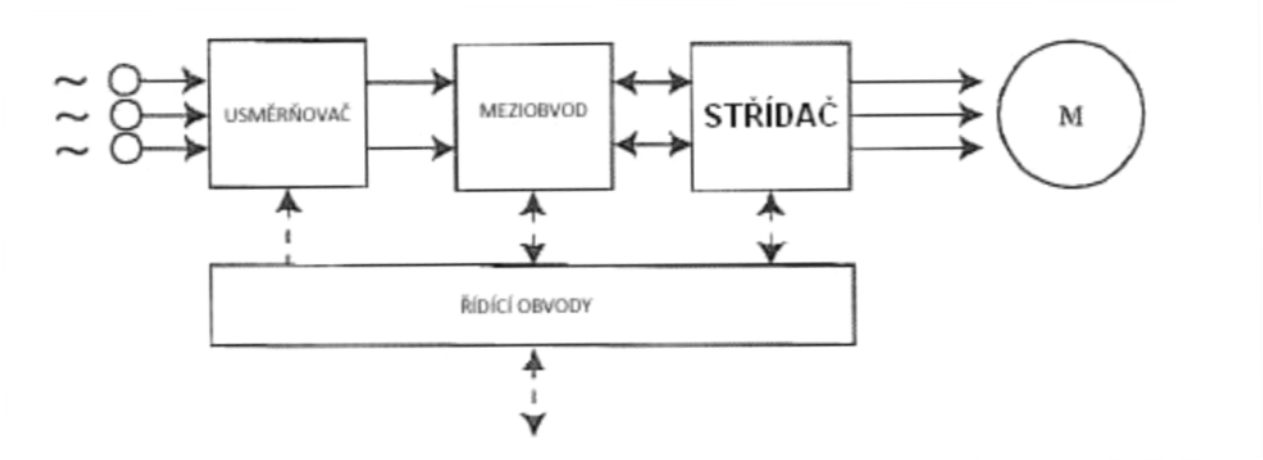
Maticové měniče – jsou to přímé měniče kmitočtu s vlastní komutací. Nejčastěji jsou osazeny součástkami IGBT. Výstupní napětí je formováno pulzně šířkovou modulací tak., že úseky vstupních napětí jsou připojovány na výstupní fáze a z nich je skládán průběh výstupního napětí s proměnným kmitočtem a efektivní hodnotou základní harmonické. Jejich řízení sice vyžaduje složité řídící algoritmy, ale s rozvojem výpočetní techniky a hlavně její dostupností je lze považovat za perspektivní způsob řízení. Jejich praktické použití se předpokládá hlavně v regulovaných pohonech, kde jsou snahy integrovat tyto měniče do svorkovnice motoru. Mezi jejich výhody patří malé zpětné působení na napájecí síť, vysoký účiník a čtyřkvadrantový provoz. Nevýhodou je náročnost řízení s ohledem na komutační děje, možnost vzniku přepětí a zkratu. V porovnání s nepřímými měniči kmitočtu je zatím nevýhodou i jejich cena.[5]



Obr.5. Princip maticového měniče

Nepřímé měniče kmitočtu

Tyto měniče jsou tvořeny vstupním usměrňovačem, stejnosměrným meziobvodem a střídačem.



Obr.6. Princip nepřímého měniče kmitočtu

Stejnosměrný meziobvod představuje filtr, který má za úkol vyhladit zvlněný průběh usměrněného napětí nebo usměrněného proudu síťového usměrňovače. Podle toho, která veličina se filtruje a vyfiltrovaná vstupuje do střídače, rozlišujeme nepřímý měnič frekvence s napěťovým střídačem nebo s proudovým střídačem. Podle způsobu zapojení rozdělujeme střídače na uzlové a můstkové.[5]

Třífázové napěťové střídače.

Napěťové střídače můžeme ještě rozdělit podle komutační závislosti hlavních obvodů na:

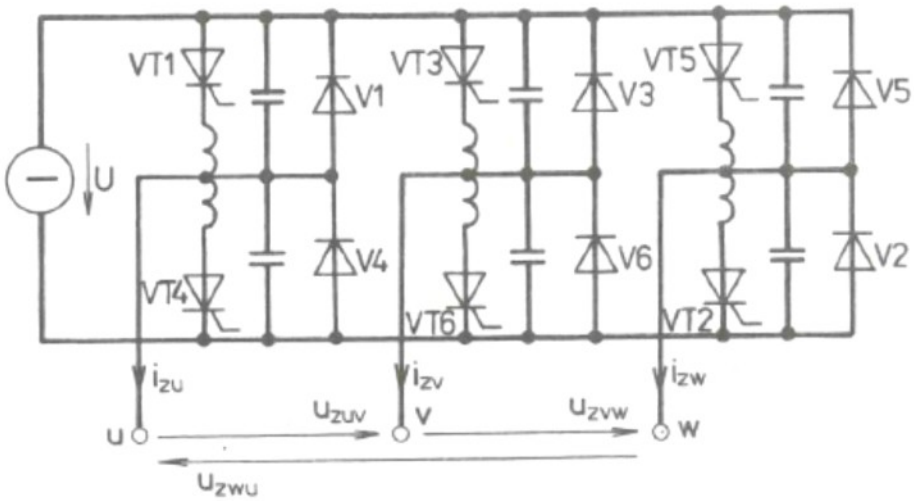
a) bez vedlejších tyristorů, tzn. se závislou komutací
- ve fázi, kdy zapnutím jednoho tyristoru se současně vypíná druhý tyristor v téže fázi, který byl do této doby vodivý,
- mezi fázemi, kdy zapnutím jednoho tyristoru se současně vypíná tyristor v jiné fázi střídače

b) s vedlejšími tyristory, tzn. s nezávislou komutací, kterou můžeme rozdělit na:
- individuální, kdy se každý zapnutý hlavní tyristor vypíná pomocí jeho vedlejšího tyristoru a komutačního obvodu,
- skupinovou, kdy se určitá skupina tyristorů vypíná pomocí stejného vedlejšího tyristoru (případně i pomocí více vedlejších tyristorů) a komutačního obvodu.
- centrální, kdy se libovolný hlavní tyristor vypíná stejným vypínacím obvodem, složeným z více vedlejších tyristorů a komutačních obvodů.

Trojfázový napěťový střídač se závislou komutací ve fázi

Trojfázové napěťové střídače jsou nejčastěji v můstkovém provedení. Tyritory jedné fáze se navzájem vypínají pomocí autotrnsformátoru. Ze středu jeho vinutí je vyvedena svorka pro připojení zátěže. Tím, že tyristory mají závislou komutaci v téže fázi, nastane ve dvojici komutace vždy po půl periodě činnosti střídače. Trojfázový napěťový střídač se závislou komutací ve fázi pracuje se 180-stupňovým

řízeníím. Střídač je charakteristický tím, že průběh fázového a sdružerého napětí na jeho zátěži je „nucený“ a je tedy nezávislý na charakteru zátěže.
Naopak proud střídače je závislý na charakteru zátěže.

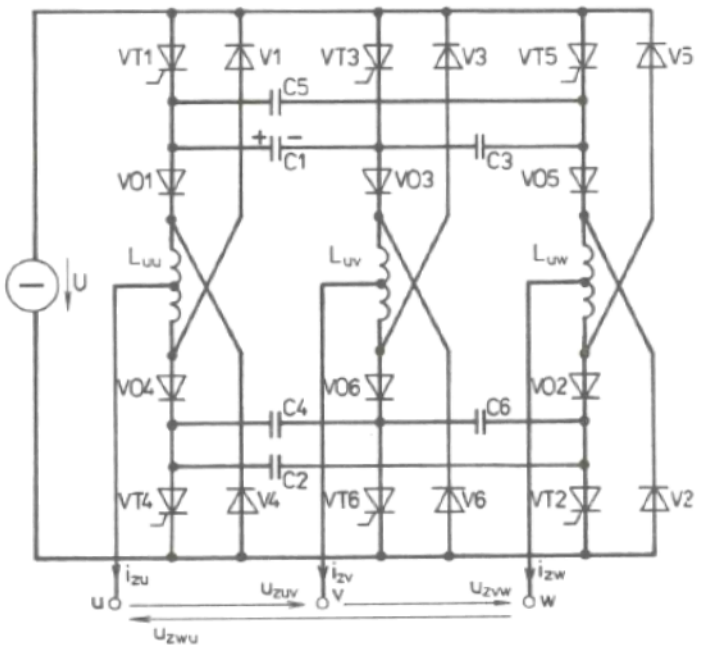


Obr.7. Trojfázový napěťový střídač se závislou komutací ve fázi

Trojfázový napěťový střídač se závislou komutací mezi fázemi.

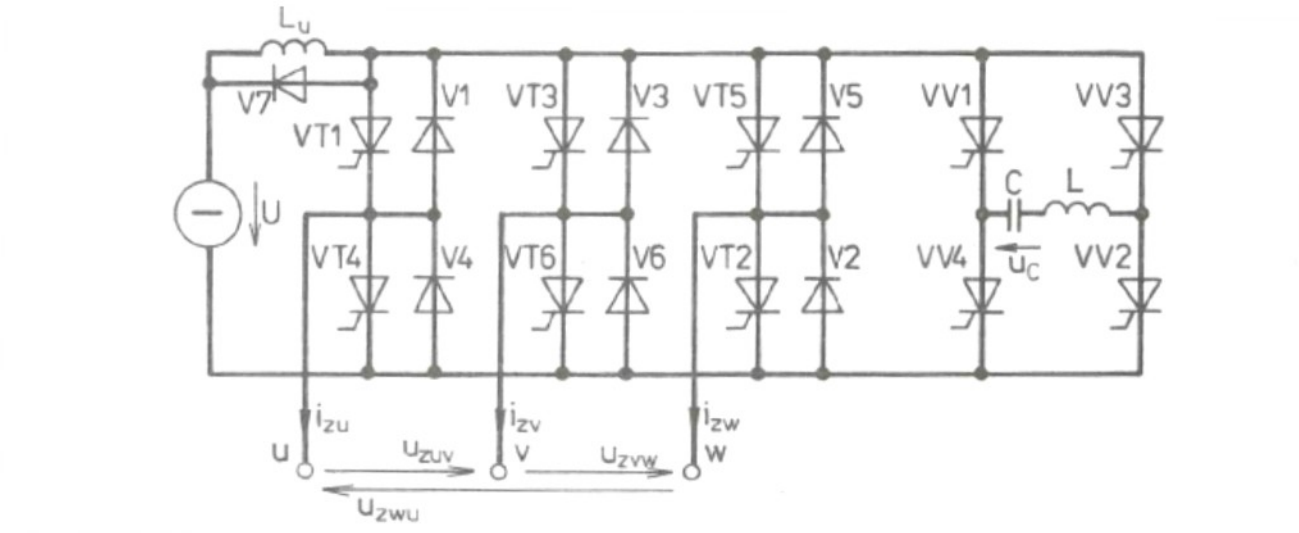
Při závislé komutaci mezi fázemi jsou jednotlivé tyristory vodivé jen třetinu periody. Proto tento střídač pracuje se 120-stupňovým řízením.

Základní část můstku je tvořena tyristory VT1 až VT6. Diody V1 až V6 tvoří v podstatě též můstek. Je to tedy můstek antiparalelních rekuperačních diod, ale na jeho střídavé straně jsou umístěny komutační tlumivky L. Bez nich by při vzájemném vypínání tyristorů mezi fázemi nastávalo bezprostřední vybíjení komutačních kondenzátorů přes antiparalelní diody. Diody VO1 až VO6 jsou oddělovací diody. Jejich úlohou je zabránit vybíjení příslušného kondenzátoru přes obvod připojený mezi dvojicí výstupních svorek. Na rozdíl od napěťového střídače se závislou komutací ve fázi, je průběh napětí tohoto střídače značně závislý na induktivní složce zátěže.[5]



Obr.8. Trojfázový napěťový střídač se závislou komutací mezi fázemi.

Třífázový napěťový střídač s nezávislou společnou komutací.



Obr.9. Třífázový napěťový střídač s nezávislou společnou komutací.

Základ střídače je tvořen třífázovým můstkem s hlavními tyristory VT1 až VT6 a třífázovým můstkem antiparalelních zpětných diod V1 až V6. Novou částí střídače je jednofázový můstek s vedlejšími tyristory VV1 až VV4. Stejnosměrná strana střídače je připojena na zdroj přes paralelní obvod s indukčností L_u a a diodou V7. V jednofázovém můstku je připojen seriový komutační LC obvod. Pomocí tohoto obvodu a jednofázového můstku se ve střídači provádí nezávislá společná komutace.

Nevýhodou třífázového napěťového střídače s nezávislou společnou komutací je časté zapínání hlavních a hlavně vedlejších tyristorů. Během jedné periody se vypíná šest tyristorů, a proto je frekvence spínání vedlejších tyristorů šestkrát větší než frekvence výstupního napětí. Tím narůstají spínací ztráty a je třeba použít dostatečně rychlé vedlejší tyristory.[3]

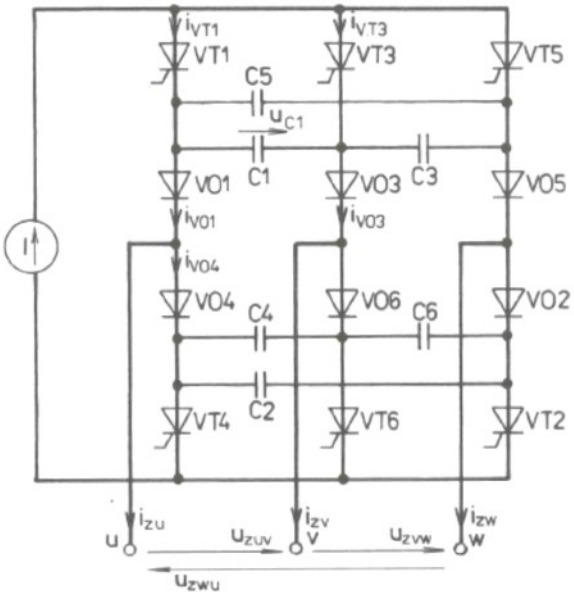
Třífázové proudové střídače

Na rozdíl od napěťových střídačů, mohou proudové střídače pracovat pouze se 120-stupňovým řízením. Toho lze dosáhnout:

- závislou komutací mezi fázemi. Střídač nemá vedlejší tyristory a při zapnutí tyristoru v jedné fázi se současně začne vypínat tyristor v jiné fázi
- nezávislou skupinovou komutací. Střídač má vedlejší tyristory, přičemž dvojice hlavních tyristorů střídače se vypíná pomocí stejné dvojice vedlejších tyristorů a jednoho komutačního kondenzátoru.

Trojfázový proudový střídač se závislou komutací mezi fázemi.

Jedno z nejpoužívanějších zapojení je zapojení s oddělovacími diodami, které zmenšují zatížení tyristorů v závěrném směru. Oproti jiným zapojením můžeme tedy použít tyristory nižších napěťových tříd.



Obr.10. Trojfázový proudový střídač se závislou komutací mezi fázemi.

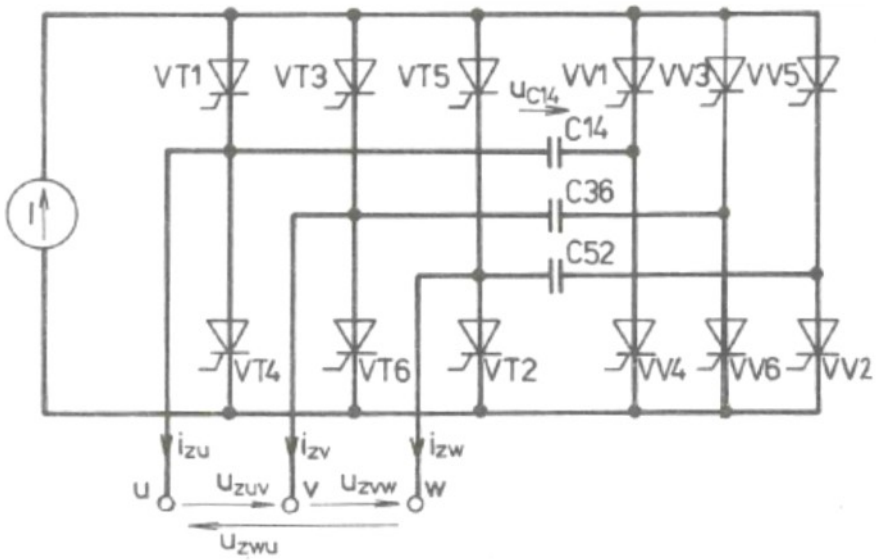
Na rozdíl od napěťového střídače se závislou komutací mezi fázemi jsou vynechány zpětné diody a komutační tlumivky a samozřejmě je použit stejnosměrný proudový zdroj. Jednou z výhod tohoto proudového střídače oproti napěťovému je tedy značná úspora[7]

polovodičových součástek a tlumivek, jejichž realizace je relativně náročná. Kromě toho je proudový střídač zkratuvzdorný, protože proud zátěže nemůže překročit hodnotu proudu zdroje.

Nevýhodou proudových střídačů je ale citlivost na proud naprázdno, hlavně při náhlém přerušení obvodu zátěže. Náhlé přerušení proudu vyvolá nepřípustné přepětí hlavně na tlumivce s velkou indukčností a ohrožuje polovodičové prvky. Maximální frekvence proudových střídačů je mnohem nižší než napěťových. Limit frekvence je dán relativně dlouhým časem komutace, způsobeným velkou kapacitou komutačního kondenzátoru a většinou i velkou indukčností zátěže. S ohledem na dlouhé časy komutace nemůžeme v proudovém střídači obvykle použít šířkové nebo pulsně šířkové řízení amplitudy výstupního proudu střídače.[7]

Třífázový proudový střídač s nezávislou skupinovou komutací.

Proudový třífázový střídač s fázovými komutačními obvody může být zapojen například podle schématu na obr. Zapojení obsahuje dva trojfázové můstky: můstek hlavních tyristorů VT1 až VT6 a můstek vedlejších tyristorů VV1 až VV6. Na stejnosměrné straně jsou oba můstky spojeny paralelně. Souhlasné fáze jsou na střídavé straně navzájem propojené přes fázové komutační kondenzátory.



Obr.11. Třífázový proudový střídač s nezávislou skupinovou komutací.

2.3. Způsoby řízení asynchronních pohonů s měniči frekvence

Všechny způsoby regulace rychlosti asynchronního pohonu vycházejí ze vztahu:

$$n=\frac{60.f_1}{p}.(1-s)$$

kde n je počet otáček za minutu, f_1 je frekvence statorového napětí,
p je počet pólových dvojic, s je skluz

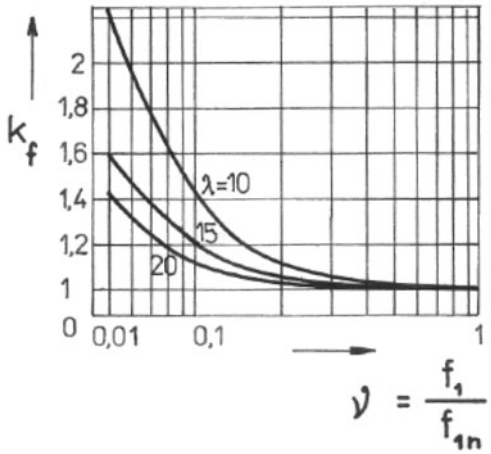
Z uvedeného vztahu vyplývá, že jediné řízení, které přichází v úvahu pro větší rozsah regulace asynchronního motoru nakrátko je změna frekvence statorového napětí. Se změnou frekvence napětí měníme i magnetický tok ve vzduchové mezeře a tím i momentovou charakteristiku stroje. Z uvedeného vyplývá, že pro optimální regulaci pohonu musíme spolu s frekvencí měnit i statorové napětí, abychom dosáhli momentu blízkému jmenovitému výkonu stroje.[6]

2.3.1. Skalární řízení asynchronního motoru.

Jedná se o relativně jednoduchý způsob řízení, který však neumožňuje dosáhnout špičkových dynamických parametrů pohonů. Užívá se ve starších generací pohonů nebo v jednodušších aplikacích, jako jsou pohony čerpadel nebo ventilátorů. Z důvodu udržení konstantního sycení magnetického obvodu asynchronního stroje je se změnou frekvence nutná i změna výstupního napětí střídače. Skalární řízení vychází z předpokladu, že magnetický tok statoru je stabilní a že motor je popsán rovnicemi v ustáleném stavu. Podle vzájemné vazby jednotlivých veličin rozlišujeme různé způsoby řízení.[6]

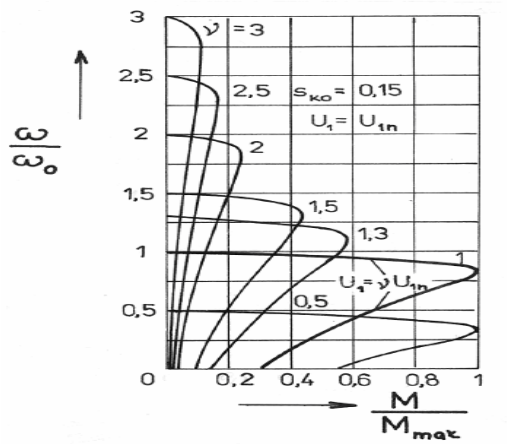
Frekvenční napěťové řízení

Pro udržení konstantního magnetického toku Φ_m , je potřeba současně řídit napětí U a frekvenci f, tak aby platilo U/f = konst. Při jmenovité frekvenci je frekvenční poměr $\nu = f_1/f_{1n} = 1$ lze úbytek napětí na statoru zanedbat. Při nižších frekvencích ($\nu < 0{,}1$) se začne uplatňovat úbytek na odporu statorového vinutí. V tomto případě je nutné změnit (vynásobit) poměr U/f pomocí korekčního faktoru K_f. Pro korekční faktor platí závislost dle obr.12.[6]



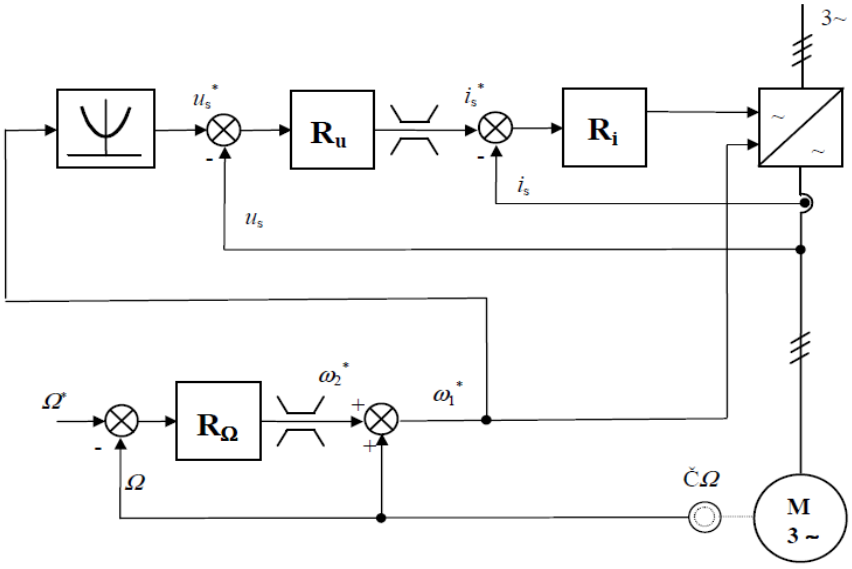
Obr.12. Závislost $K_f = f(\nu)$ při frekvenčním řízení

Na obr.13. je znázorněna mechanická charakteristika. Při rychlostech větších než je jmenovitá by rostl i typový výkon stroje a proto se v této oblasti užívá zeslabení magnetického pole, které vede k zeslabení momentu. Při rychlostech nad ω_0 se zpravidla udržuje napětí na jmenovité hodnotě.



Obr.13. Mechanická charakteristika při frekvenčním řízení.

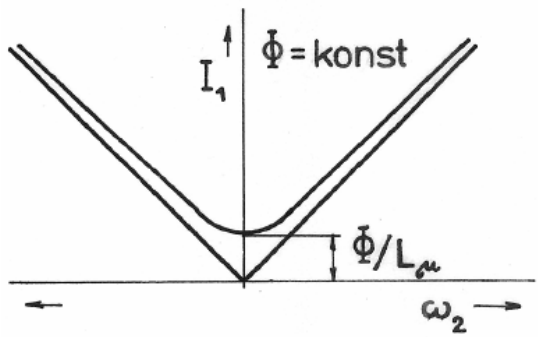
Struktura skalárního napěťového řízení je na obr14. Regulátor rychlosti R_ω určuje žádanou hodnotu skluzové frekvence ω_2 a omezení její hodnoty zabrání jejímu nadměrnéhu skluzu a tím i nadměrnému proudu statoru. Čidlo otáček *ČΩ* spolu se skluzovou rychlostí určujái žádanou hodnotu frekvence. Z nelineárního bloku vystupuje žádaná hodnota napětí statoru u_s. Ta je stejně jako hodnota proudu vyhodnocena v příslušném regulátoru.[4]



Obr.14. Struktura regulace rychlosti asynchronního motoru se skalárním frekvenčně napěťovým řízením.

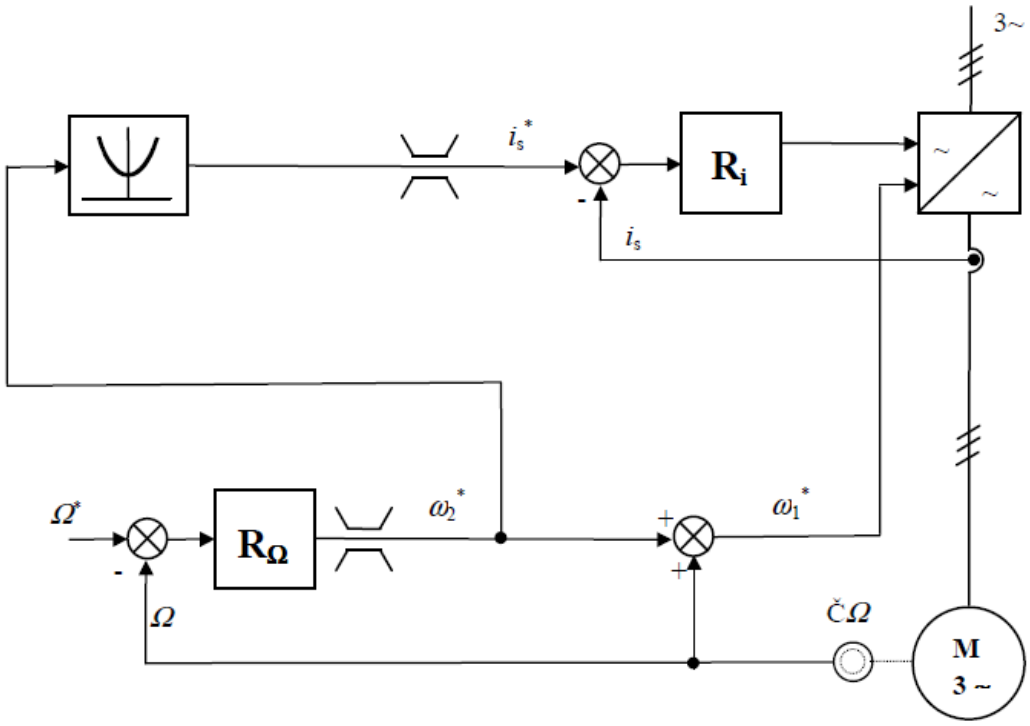
Frekvenční proudové řízení

Tento způsob frekvenčního řízení používá proudový střídač. Je zde využita závislost statorového proudu na skluzové rychlosti při konstantním magnetickém toku (obr.15).



Obr.15. Závislost statorového proudu na skluzové frekvenci.

Regulátor rychlosti R_ω určuje žádanou hodnotu skluzové frekvence ω_2 a omezení její hodnotyzabrání nadměrnému skluzua tím i proudu statoru. Součet této rychlosti a skutečné rychlosti pak dává žádanou hodnotu frekvence statoru, která vstupuje do měniče kmitočtu. Žádaná hodnota statorového proudu se pak určuje v nelineárním bloku. Její hodnota je omezena na dovolenou hodnotu statorového proudu. Předřezený regulátor proudu *Ri* chrání měnič a motor před přetížením.[12]



Obr.16. Struktura regulace rychlosti asynchronního motoru se skalárním proudovým řízením.

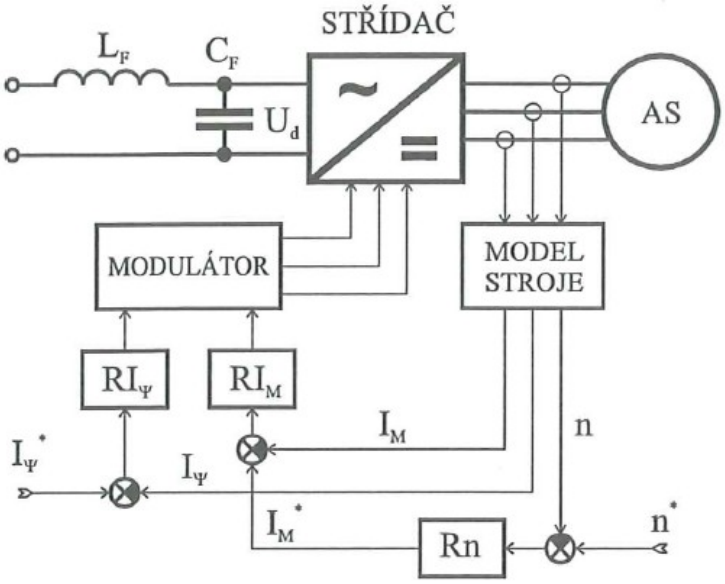
2.3.2. Vektorové řízení asynchronních motorů.

Základní regulovanou veličinou v asynchronních motorech je magnetický tok a vnitřní elektromagnetický moment. Tyto veličiny nejsou prakticky přímo měřitelné, a proto se při této regulaci vychází z hodnot, které lze jednoduše měřit – statorový proud, napětí a otáčky. Z těchto

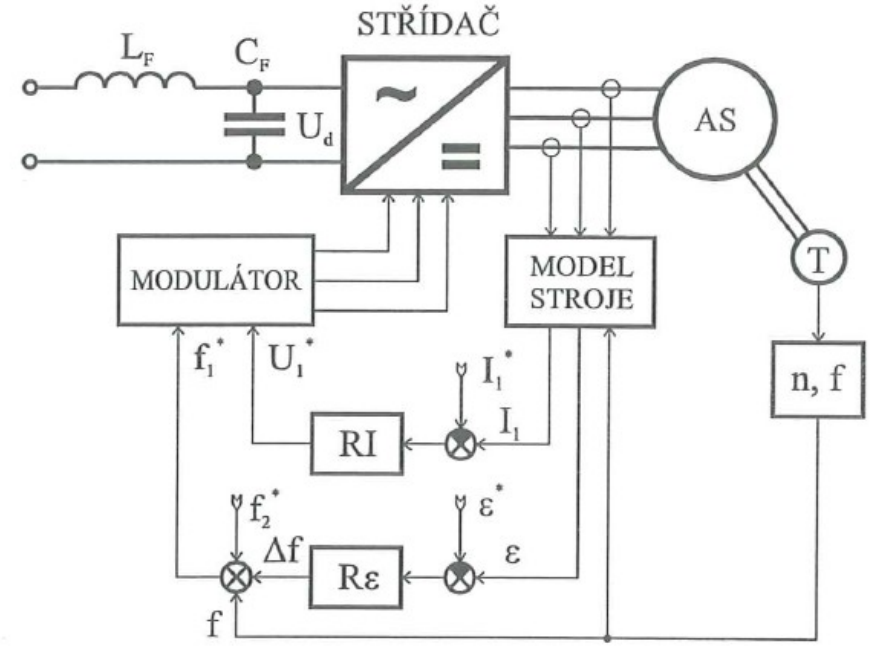
veličin jsou pomocí matematického modelu stroje vyčísleny všechny vnitřní veličiny nutné pro regulaci. U asynchronních motorů to znamená opakovaně řešit soustavu diferenciálních rovnic řádově (dle náročnosti regulace) v desítkách μs. Nejčastěji se jedná o dva základní typy matematických modelů. Matematický model I_1-n, který zpracovává statorové proudy a otáčky, a model U_1-I_1, zpracovávající informace o napětí a proudu. Hlavní rozdíl mezi oběma typy je chování v nízkých otáčkách, kde je model I_1-n více stabilní. Výhodou modelu U_1-I_1 je absence měření otáček, které lze získat výpočtem. Na obr.17. je principiální schéma vektorové regulace.[10]

Vektorová regulace proudového typu

Hlavní regulovanou veličinou je modul statorového proudu asynchronního motoru. Ten je dán požadovanou hodnotou momentotvorné a tokotvorné složky. Z nich je konstruován požadovaný prostorový vektor statorového proudu v polárních souřadnicích. Jeho modul je pak regulován na základě porovnání s měřenou hodnotou v regulátoru proudu, který zadává požadavek poměrného otevření střídače. Zadaná hodnota kmitočtu je vypočtena ze součtu kmitočtu odpovídajícího měřeným skutečným otáčkám a požadovaného skluzového kmitočtu. Další regulační smyčka reguluje úhel mezi prostorovými vektory rotorového magnetického toku a statorového proudu. Výstup tohoto regulátoru ovlivňuje požadovaný skluzový kmitočet. V případě požadavku na dynamickou změnu momentu se tedy změní požadovaný modul statorového proudu v důsledku změny jeho momentotvorné složky a požadovaný kmitočet jako důsledek změny skluzového kmitočtu a dynamické změny fáze prostorového vektoru statorového proudu.[10]



Obr.17. Principiální schéma vektorové regulace

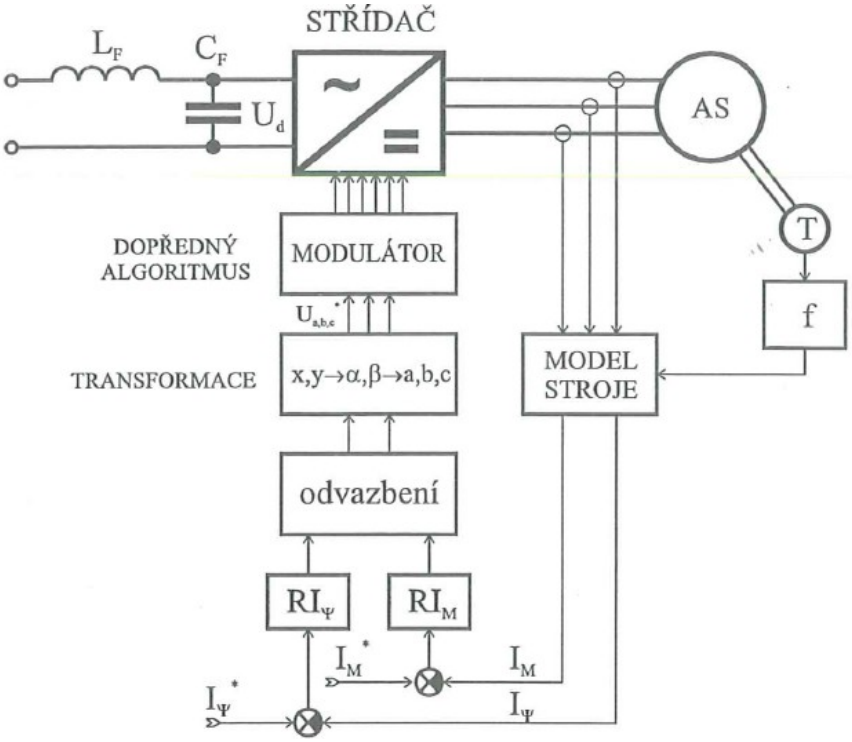


Obr.18.Vektorová regulace proudového typu.

Vektorová regulace napěťového typu

Dominantní veličinou v tomto typu regulace je požadované napětí pro modulátor, které určuje žádanou hodnotu pro poměrné otevření střídače, zadaný kmitočet a fázi tohoto napětí. Vlastní regulace probíhá v pravoúhlých souřadnicích, rotujících synchronně s magnetickým polem asynchronního stroje. Proto je prvním předpokladem pro její použití získání informace o transformačním úhlu. To lze dvěma způsoby. Ze synchronní úhlové rychlosti nebo ze složky rotorového magnetického toku asynchronního motoru. Při startu nenabuzeného stroje lze toto řešit kombinací obou metod. Zpočátku se generuje pouze požadavek na tokotvornou složku proudu, skluz je tedy nulový a vektor toku rotuje rychlostí danou otáčením hřídele. Pro získání úhlu lze tuto složku integrovat.

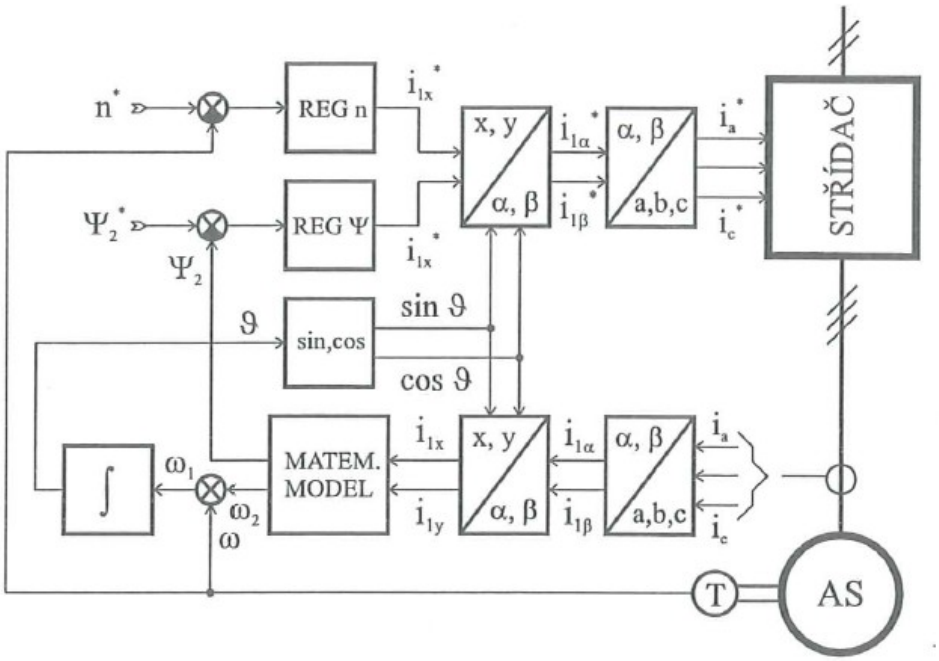
Při chodu je pomocí měřených hodnota matematického modelu zkonstruován prostorový vektor rotorového magnetického toku, který určuje úhel pro rozložení statorového proudu na tokotvornou a momentotvornou složku. Tyto složky jsou potom regulovány samostatnými regulátory. Z jejich výstupních hodnot je vytvořen prostorový vektor požadovaného výstupního napětí střídače, ze kterého jsou pomocí bloku odvazbení a zpětnou transformací vypočtena zadání pro jednotlivé fáze. Výhodou tohoto způsobu regulace je vyšší dynamika.[10]



Obr.19. Vektorová regulace napěťového typu.

Vektorová regulace podle Schumachera

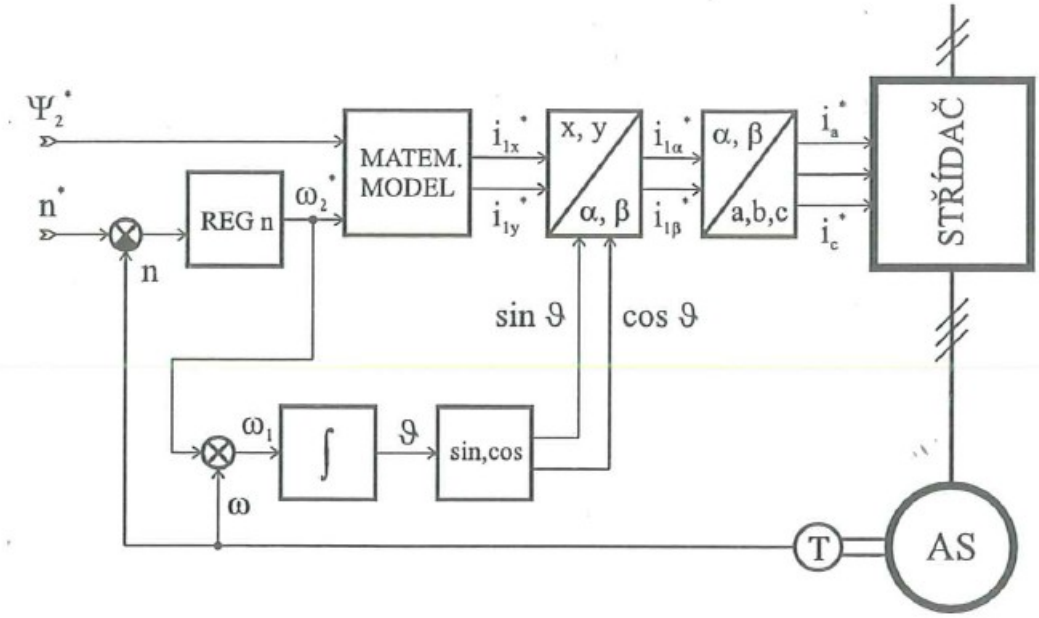
Tento způsob regulace se používá v servopohonech se zpětnovazební modulací fázových proudů. Počítá se I_1-n modelv tokových souřadnicích, který má na výstupu informace o rotorovém magnetickém toku a skluzovém kmitočtu. Po jeho sečtení s údajem otáčkového čidla a po integraci je určen transformační úhel, tvořící ukazovátko do tabulky goniometrických funkcí. Z výstupu regulátoru otáčivé rychlosti a toku se zpětnými transformacemi získají zadání fázových proudů.[10]



Obr.20. Vektorová regulace podle Schumachera

Vektorové řízení podle Warnekeho

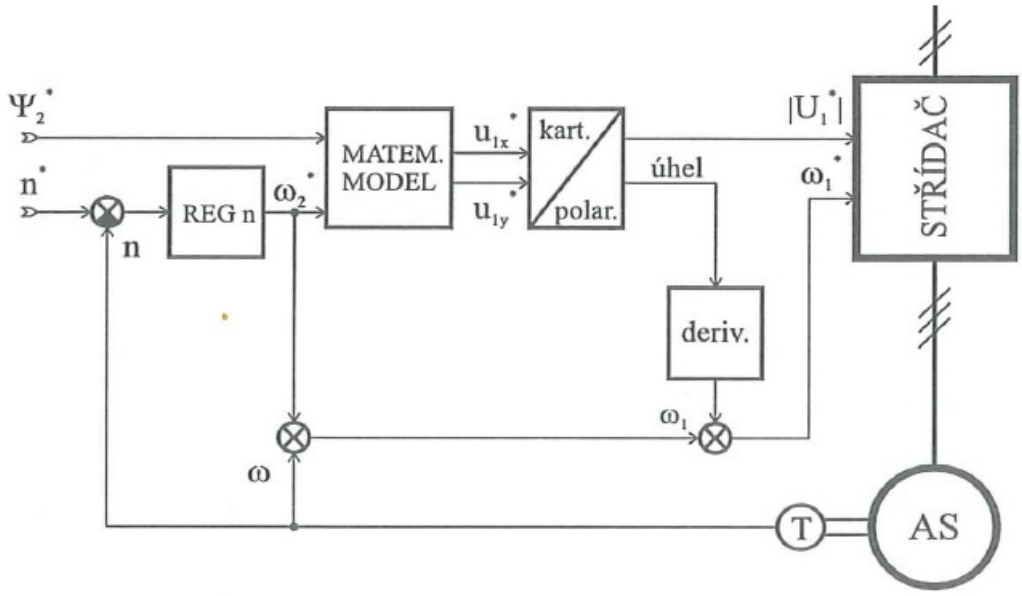
Výstupem regulátoru otáček je zadaná hodnota momentu, který může být u asynchronního stroje interpretován jako skluzový kmitočet. Matematický I_1-n modelje možno použít i v inverzním tvaru, takže ze zadané hodnoty rotorového magnetického toku a skluzového kmitočtu určuje zadané velikosti transformovaných statorových proudů pro řízení střídače. Po zpětné transformaci opět získáme zadání fázových proudů. Zpětná proudová vazba je zavedena do modulátoru.[10]



Obr.21. Vektorové řízení podle Warneckeho

Vektorové řízení podle Flügela

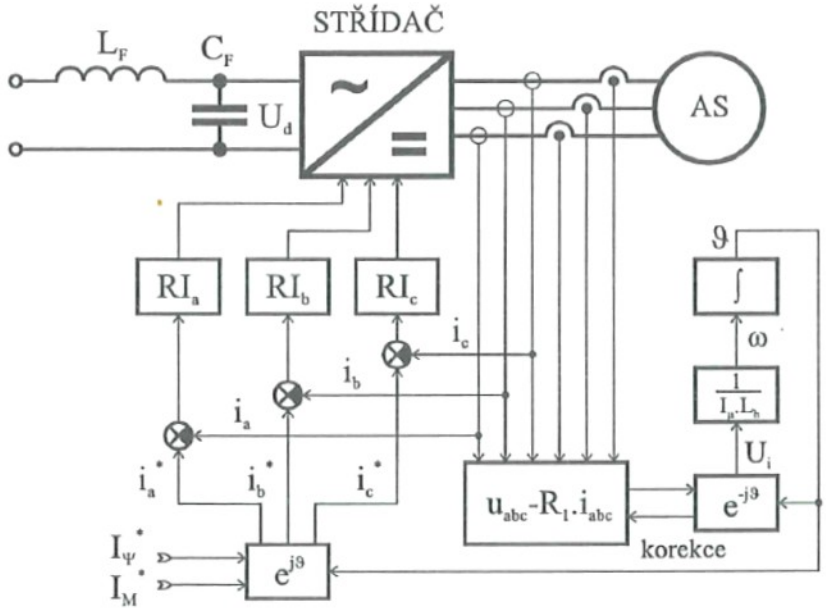
Informace o otáčkách je zavedena do matematického I_1-n modelu, zkterého získáme požadované napětí pro modulátor v souřadnicích svázaných s rotorovým tokem.



Obr. 22.Vektorové řízení podle Flügela

Přirozená regulace

Označení přirozená regulace vychází z toho, že asynchronní stroj si sám vytváří orientaci elektromagnetického pole, Regulace využívá měřené statorové napětí, jehož přesné určení je jejím stěžejním problémem.[10]



Obr.23. Přirozená regulace

2.3.3. Bezsnímačové řízení rychlosti.

Způsoby regulace asynchronních motorů lze rozdělit i podle toho, zda je pro regulaci použit snímač rychlosti nebo polohy na hřídeli rotoru. Bezsenzorové řízení má význam pro snížení ceny pohonu nebo v případech, kdy je použití snímače na hřídeli problémem pro realizaci pohomu. S rozvojem rychlých signálových procesorů s řídících obvodech elektrických pohonů lze realizovat složité algoritmy pro odhad rychlosti asynchronního motoru, adaptaci parametrů různých typů modelu stroje v reálném čase a vlastní řízení rychlosti.

Existuje řada metod bezsenzorového řízení rychlosti asynchronního motoru, které můžeme rozdělit na *obvody s otevřenou regulační smyčkou kompenzací skluzu* nebo jako *obvody s uzavřenou smyčkou s odhadem rychlosti*.

Obvody s otevřenou regulační smyčkou s kompenzací skluzu.

Regulovaná synchronní statorová rychlost a odhadodovaná skluzová frekvence je použita pouze ke kompenzaci změny zatížení motoru. Pro odhad skluzové rychlosti je používán statický model asynchronního motoru.

Řízení skluzové frekvence asynchronního motoru

Výpočtem skluzové rychlosti může být určena rychlost rotoru. Informace o skluzu je získána pomocí měření elektrických veličin motoru a následným výpočtem. Základem této metody je jednoduchý vzorec pro výpočet skluzové frekvence pomocí momentu M, napětí ve vzduchové mezeře U_1 úhlové skluzové rychlosti ω_2, pro kterou pak platí vztah:[16]

$$\omega_2 = = \frac{R_2}{k} \cdot \frac{M \cdot \omega_1^2}{U_1^2} \approx R_2 \frac{N}{D}$$

Kde *N* se obdrží z obvodu výpočtu výkonu, který zpracovává signál úměrný statorovému proudu a napětí ve vzduchové mezeře. *D* zahrnuje působení amplitudy napětí ve vzduchové mezeře a statorové frekvence.

Řízení rychlosti pomocí stavových rovnic.

V této metodě se hodnota rychlosti odhaduje z diferenciální rovnice modelu asynchronního motoru. Základní tvar, jak pro rovnici rotoru, tak i pro rovnici statoru, je vyjádřen v následující rovnici:

$$u_k = R_k \cdot i_k + \frac{d}{dt} \psi_k$$

Model asynchronního motoru je třeba ještě doplnit o pohybovou rovnici

$$\frac{d}{dt} \omega = \frac{1}{J} (M_s - M_z)$$

Další rovnicí, která je nutná k matematickému popisu modelu asynchronního motoru je rovnice momentu asynchronního stroje.

$$M_s = \frac{3}{2}\, p_p \,.\, I_m \,\{i_s . \psi_s{}'\}$$

Z těchto rovnic lze sestavit model asynchronního motoru a z něj matematickými úpravami vyjádřit odhadovanou rychlost na základě různých měřených nebo zadávaných veličin.

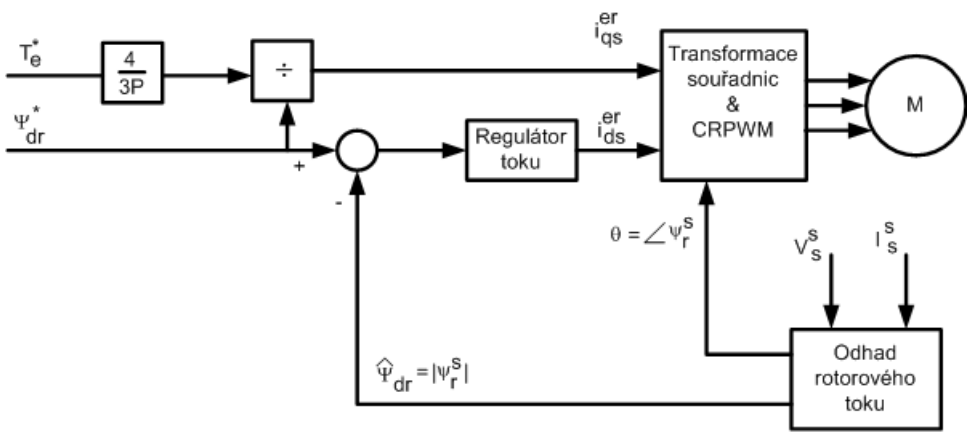
Nepřímé vektorové řízení magnetického toku.

Při řízení asynchronního motoru se magnetický tok ve vzduchové mezeře udržuje co nejblíže jmenovité hodnotě z důvodu dosáhnutí maximálního momentu, zlepšení stability a rychlejší odezvy. Pro odhad rotorového magnetického toku se použijí jmenovité hodnoty motoru. Výstup bloku pro odhad rotorového toku je použit jako žádaná hodnota pro regulaci v uzavřené smyčce. Rotorový tok je odhadován výpočtem:

$$\hat{\psi}_s = \int (u_s - R_s \cdot i_s)dt$$

$$\hat{\psi}_r = \frac{L_r}{L_m}(\psi_s - \sigma \cdot L_s \cdot i_s)$$

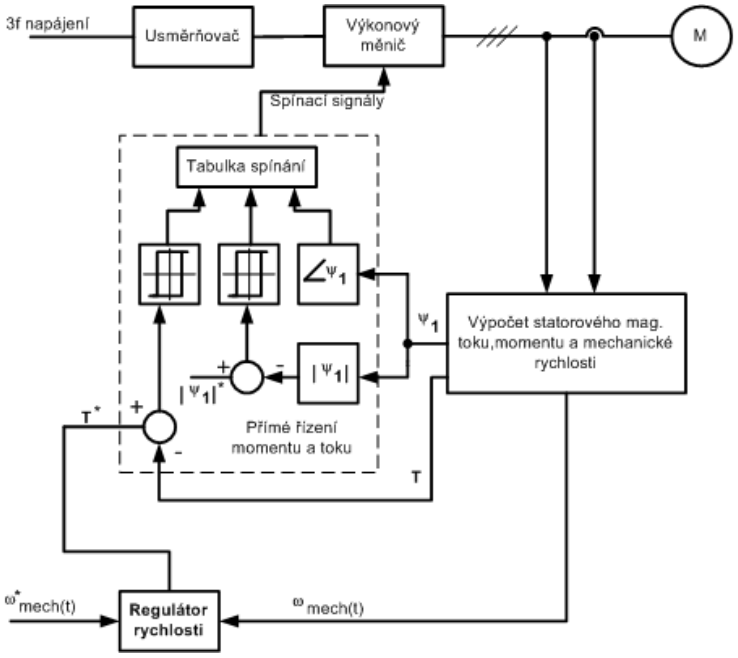
kde Ψ_s je odhadovaný statorový tok, Ψ_r je odhadovaný rotorový tok a σ je celková rozptylová reaktance. Přesnost odhadu rotorové toku závisí na přesnosti odhadu hodnot statorové indukčnosti. Odpor se mění s teplotou a frekvencí. Rozptylová indukčnost se mění s podmínkami provozu. Aby tento typ řízení nebyl citlivý na změnu statorové rozptylové indukčnosti, používá se řízení rychlosti s odhadem statorového magnetického toku. Statorový magnetický tok je odhadován pouze ze statorového odporu a jmenovitých hodnot motoru. Schéma je na obr.25.[16]



Obr.24. Blokové schéma řízení statorového toku.

Přímé řízení momentu a toku.

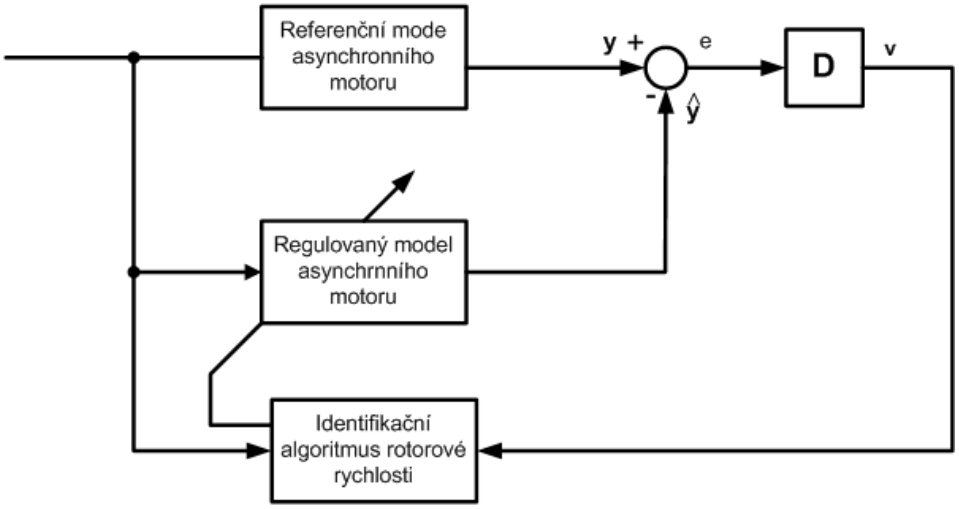
Konfigurace tohoto typu řízení je znázorněna na obr.25. Tok i moment může být řízen nezávisle na volbě optimálního módu přepínání střídače. Výběr přepínací tabulky ovlivňuje omezení poruch magnetického toku a momentu a zároveň ovlivňuje dynamiku momentu spínací frekvence střídače a ztráty.



Obr.25. Blokové schéma řízení momentu a magnetického toku.

Řízení s odhadem rychlosti pomocí dvou estimátorů

Estimátorem rozumíme blok (zařízení) zprostředkující odhad veličin. U tohoto způsobu řízení se první estimátor pokládá za referenční model asynchronního estimátor motoru a nepožadujeme po něm přesnost odhadu. Druhý estimátor, po kterém požadujeme přesnost odhadu, je považován za regulovaný model. Chyba vzniklá mezi těmito estimátory je použita k odvození vhodného adaptivního mechanizmu, který generuje odhadovanou rotorovou rychlost pro regulovaný model. Schéma paralelního módu adaptivního systému řízení je zobrazeno na obr.26. referenční model reprezentuje asynchronní motor aa regulovaný model je ideální vektorový model asynchronního motoru, ve kterém se rotorová rychlost uvažuje jako parametr. Pokud rotorová rychlost, která byla odhadnuta, změní nastavení regulovaného modelu tak, že rozdíl mezi oběma modely je roven nule, tak odhadnutá rychlost je rovna aktuální rychlosti motoru. Chybový signál působí na blok odhadování rotorové rychlosti, který nastavuje tuto chybu na nulu.[22]



Obr.26. Zákllldní schéma adaptivního řízení pomocí dvou estimátorů.

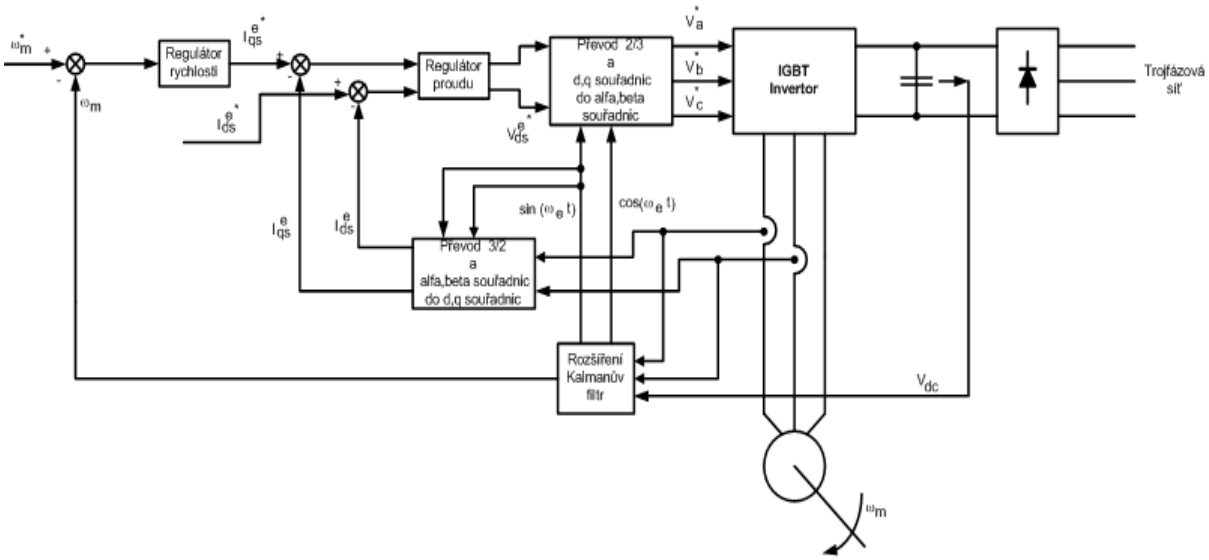
Řízení pomocí Kalmanova filtru.

Kalmanův filtr se používá k identifikaci rychlosti asynchronního motoru a rotorového toku. Vstupními veličinami jsou statorové proudy a napětí mezilehlého obvodu. Techniky Kalmanových filtrů jsou založeny na kompletním matematickém modelování asynchronního motoru. Kalmanův filtr optimální pozorování ze značně zašuměných signálů. To předpokládá, že měřitelný šum a šum poruchy jsou ve vzájemném vztahu. Algoritmus Kalmanova filtru je založen na matematickém modelu pro stanovení stavu systému. Je to optimální stavový estimátor a skládá se ze dvou-krokového procesu; předpovídání a filtrování. Rotorová rychlost je odhadována pomocí následujícího algoritmu[22] Kalmanova filtru:

- estimace
- výpočet brány Kalmanova filtru
- aktualizace chybové kovariantní matice
- odhad stavů

-

Příklad zařazení Kalmanova filtru do vektorové regulační struktury je na následujícím obrázku obr.27.



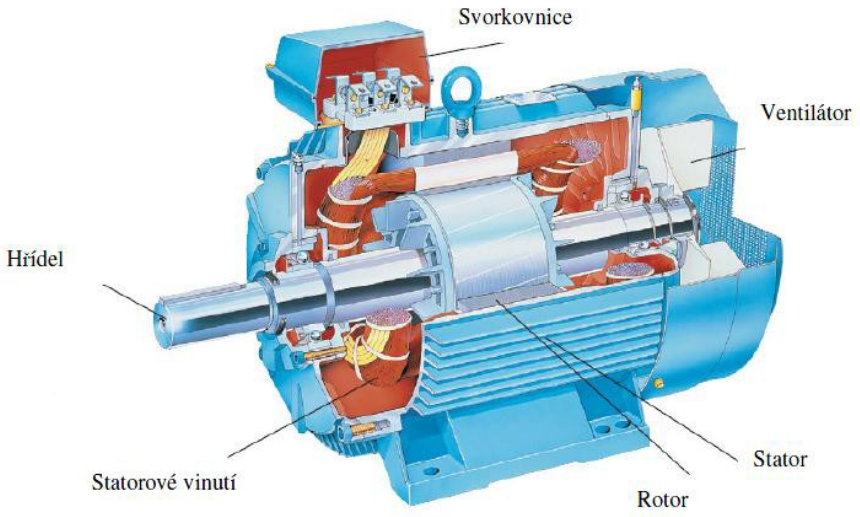
Obr.27. Příklad použití Rozšířeného Kalmanova filtru.

2.4. Parametry asynchronních motorů.

2.4.1. Konstrukce a princip činnosti asynchronního motoru s kotvou nakrátko

Asynchronní motory jsou nejjednodušší, nejlevnější a nejrozšířenější točivé elektrické stroje. Asynchronní motor se skládá ze statoru a rotoru. Stator tvoří pevná kostra ze svařence nebo odlitku. V kostře je umístěn magnetický obvod válcového tvaru složený z ocelových plechů, ve kterých jsou vyraženy drážky pro trojfázové vinutí. Na rotorové hřídeli je upevněn rotorový magnetický obvod opět

složený z plechů s drážkami. Rotorové vinutí je tvořeno tyčemi v drážkách, které jsou na obou stranách obvodu spojeny čelními kruhy „dokrátka“. Na obou stranách stroje jsou upevněny ložiskové štíty pro hřídel rotoru. Chlazení motoru zajišťuje ventilátor umístěný na hřídeli rotoru. Celá konstrukce musí být dostatečně tuhá, protože vzduchová mezera těchto motorů musí být co nejmenší.

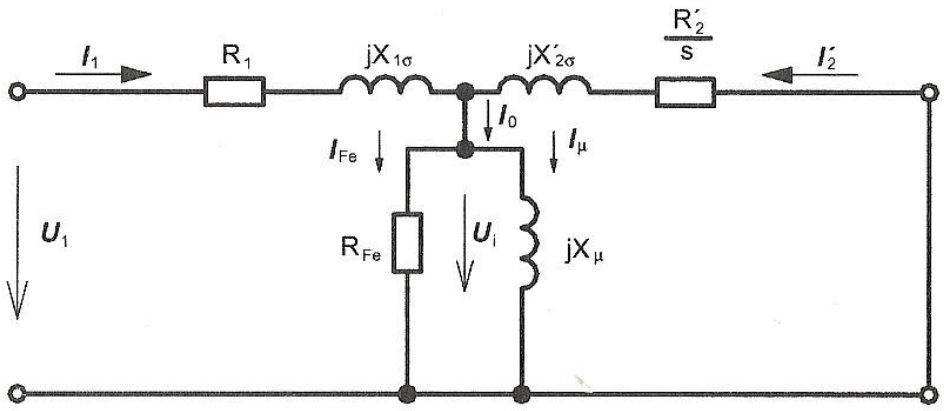


Obr.28. Asynchronní motor s kotvou nakrátko.

Základní princip asynchronního stroje je založen na vzájemné elektromagnetické vazbě mezi statorem, který vytvoří točivé magnetické pole ve vzduchové mezeře a rotorem, do kterého se vlivem točivého magnetického pole indukuje napětí, které vtvoří rotorový proud. Tento proud vytvoří své vlastní magnetické pole rotoru. Spolupůsobení statorového a rotorového pole vytváří točivý elektromagnetický moment. Otáčky točivého magnetického pole jsou otáčkami synchronními a přímo závisí na frekvenci napájecího proudu a počtu pólů vinutí.[24]

2.4.2. Náhradní schéma asynchronního motoru.

Pro analýzu chování asynchronního motoru slouží jeho náhradní schéma. Je analogické se schématem transformátoru, ale vykazuje některé rozdíly. Proudy ve statoru mají oproti rotoru odlišné kmitočty, počet fází je shodný jen u motoru s vinutým rotorem. U motoru nakrátko představuje každá tyč jednu fázi. Magnetizační proud je mnohem vyšší než u transformátoru vlivem vzduchové mezery. Vzduchová mezera značně zvyšuje magnetický odpor a zmenšuje zkratový proud. Velikost vzduchové mezery se pohybuje kolem 0,2 až 2 mm podle výkonu stroje. Jedná se o schéma jedné fáze motoru, kde veličina respektující změnu zatížení a otáček motoru je skluz.[24]



Obr.29. Náhradní schéma asynchronního motoru.

Rovnice náhradního schématu jsou:

$$U_1 = (R_1 + jX_{1\sigma}) \cdot I_1 + U_i$$

$$0 = \left(\frac{R_2}{s} + jX_{2\sigma}\right) \cdot I_2 + U_i$$

Joulovy ztráty jsou dány vztahem:

$$\Delta P_{j2} = m_2 \cdot R_2 \cdot I_2^2 = m_1 \cdot R_2 \cdot I_2^2 = s \cdot P_\delta ,$$

kde m_1 je počet fází statoru, m_2 rotoru.

Výkon ve vzduchové mezeře je:

$$P_\delta = m_1 \cdot \frac{R_2}{s} \cdot I_2^2$$

$$P_\delta = P_i + \Delta P_{j2}$$

kde *Pi* je vnitřní elektromechanický výkon

2.4.3. Parametry asynchronního motoru z katalogů výrobců

Parametry potřebné pro volbu konkrétního motoru a informace o něm běžně získáme z katalogu výrobce. Jako příklad pro tuto práci jsem zvolil katalog motorů firmy Siemens. Jedná se o katalog nízkonapěťových třífázových motorů 1LA7 o výkonech 0,06 až 18,5 kW.[19]

Všeobecné údaje

V této části je popsáno základní provedení motoru a vhodnost jeho použití, s odkazem na normy, které motor splňuje. Jedná se o následující parametry:

- prostředí, do kterého je motor určen (mírné klima)
- krytí (IP55)
- způsob chlazení
- druh zatížení (trvalé S1)
- jmenovitá napětí
- nadmořská výška (do 1000 m)
- teplota okolí (-30°C až +40°C)

Další údaje vyplývají z typového označení motoru. Význam jednotlivých pozic vysvětluje následující příklad:

	1	2	3	4		5	6	7		8	9	10	11	12		13	14	15	16
Příklad:	1	L	A	7		1	6	6	-	2	A	A	1	0	-	Z	A	1	1

1-4 Typová řead
5-7 Velikost (osová výška)
8 Počet pólů
9 Provedení
10 Provedení
11 Napětí
12 Tvar
13 Označení zvláštního provedení
14-16 Kód zvláštního provedení

Elektrické údaje.

- jmenovité napětí – dle ČSN platí pro motory tolerance napětí $\pm 5\%$
- jmenovité otáčky – platí pro jmenovitá data, synchronní otáčky se mění přímoúměrně s frekvencí
- jmenovitý kmitočet
- výkon
- účiník
- účinnost – při jmenovitém výkonu nebo dle tabulky pro účinnost při dílčím zatížení
- tepelná třída izolace (F)
- využití v tepelné třídě (B)
- výkonový štítek – příklad výkonového štítku je na obr.30.

Obr.30. Výkonový štítek motoru.

Tolerance elektrických hodnot

Dle ČSN jsou povoleny následující tolerance:

- účinnost při $P_n < 50$ kW……..-0,15(1-η)
- účiník…… - $\frac{1-cos\varphi}{6}$ minimálně 0,02, maximálně 0.07
- skluz…….……±20%
- záběrový proud…….….±20%
- záběrový moment……..…-15% až +25%
- moment zvratu ……-10 %
- moment setrvačnosti…….±10%

Opětné zapnutí do zbytkového napětí v protifázi – uvádí, zda je možné po výpadku síťového napětí provést opětné zapnutí proti 100% zbytkového napětí.

Izolace – uvádí způsob provedení izolace

Ochrana motorů – uvádí, zda je motor vybaven ochranou proti přetížení a zkratu.

Provoz motoru s frekvenčními měniči – uvádí, zda a za jakých podmínek je možné provozovat motor s měniči frekvence.

Mechanické údaje

Chlazení a ventilace – v normálním provedení mají motory radiální ventilátor, nezávislý na směru Otáčení

Hluk – měří se dle ISO 9614-1 při jmenovitém napětí ve stavu naprázdno.

Ložiska – uvádí se - životnost ložisek bez axiálního zatížení a s využitím maximálního dovoleného zatížení (např. 40 000 hod a 20 000 hod),
- možnost vybavení motoru zesílenými ložisky a možnost jejich domazávání.

Chvění – maximální přípustné hodnoty efektivní rychlosti chvění

Maximální přípustné otáčky – uvádí maximální otáčky a frekvenci pro různé počty pólů asynchronního motoru

Typ motoru	2 pól		4 pól		6 pól		8 pól	
	n_{max} min^{-1}	f_{max} Hz	n_{max} min^{-1}	f_{max} Hz	n_{max} min^{-1}	f_{max} Hz	n_{max} min^{-1}	f_{max} Hz
1LA7 10.	6000	100	4200	140	3600	180	3000	200
1LA7 113	6000	100	4200	140	3600	180	3000	200
1LA7 13.	5600	90	4200	140	3600	180	3000	200
1LA7 16.	4800	80	4200	140	3600	180	3000	200

Obr. 31. Příklad tabulky maximálních přípustných otáček.

Zatížení hřídele – přípustná axiální zatížení

- přípustná radiální zatížení

Momenty motoru – u motorů s kotvou nakrátko je záběrový moment a moment zvratu udáván v tabulkách jako násobek jmenovitého momentu.

2.4.4. Výpočet parametrů asynchronního motoru

Parametry asynchronního motoru lze získat výpočtem z literatury [13] a z výrobní dokumentace příslušného motoru. Kompletní výpočet parametrů není cílem této práce, tak jako příklad uvedu pouze podrobný výpočet magnetizačního proudu $I\mu$. Pro ostatní parametry uvedu pouze výsledné vztahy.

Magnetizační proud $I\mu$ [A]

Pólová rozteč t_p :

$$t_p = \frac{\pi D}{2p_1} \; [m]$$

D……vnitřní průměr statoru (vrtání statoru) [m]
$2p_1$…..počet pólů stroje [m]

Činitel zkrácení kroku statorového vinutí k_{y1} :

$$k_{y1} = sin\left(\frac{y}{t_p} \cdot \frac{\pi}{2}\right)$$

y…….skutečný krok statorového vinutí $[m]$

Počet drážek na pól a fázi statorového vinutí q_1:

$$q_1 = \frac{Q_1}{2p_1 m_1}$$

Q_1…..počet drážek na statoru
m_1…..počet fází statorového vinutí

Činitel rozlohy statorového vinutí k_{r1} :

$$k_{r1} = \frac{0,5}{q_1 \cdot \sin\frac{30°}{q_1}}$$

Činitel statorového vinutí k_{v1} :

$$k_{v1} = k_{y1} k_{r1}$$

Činitel tvaru pole k_B :

$$k_B = \frac{\pi}{2\sqrt{2}}$$

Magnetický tok ϕ [m] :

$$\phi = \frac{k_E U_{1N}}{4 k_B N_1 k_{v1} f_1} \text{ [Wb]}$$

k_E…….poměr indukovaného napětí vinutí statoru k jmenovitému napětí
U_{1N}…..jmenovité fázové napětí [m]
N_1……počet závitů v sérii jedné fáze
f_1…….frekvence napájecího napětí $[Hz]$

Magnetická indukce ve vzduchové mezeře B_δ :

$$B_\delta = \frac{p_1 \phi}{D l_i} \text{ [T]}$$

p_1……počet pólpárů
l_i…….ideální délka vzduchové mezery

Drážková rozteč statoru t_{d1} :

$$t_{d1} = \frac{\pi D}{Q_1} \text{ [m]}$$

Vnější průměr rotoru D_2 :

$$D_2 = D - 2\delta \text{ [m]}$$

δ….. velikost vzduchové mezery [m]

Drážková rozteč rotoru t_{d2} :

$$t_{d2} = \frac{\pi D_2}{Q_2} \text{ [m]}$$

Q_2……počet drážek rotoru

Magnetická indukce v zubech statoru B_{z1}:

$$B_{z1} = \frac{B_\delta t_{d1} l_i}{b_{z1} l_{Fe1} k_{Fe}} \text{ [T]}$$

b_{z1}……..šířka zubu statoru [m]
l_{Fe1}.....aktivní délka statorového svazku [m]
k_{Fe}.....činitel plnění železa

Magnetická indukce v zubech rotoru B_{z2} :

$$B_{z2} = \frac{B_\delta I_{d2} I_i}{b_{z2} l_{Fe} k_{Fe}} \text{ [T]}$$

b_{z2}……šířka zubu rotoru [m]
l_{Fe2}……aktivní délka rotorového svazku [m]

Hloubka statorové drážky h_{d1} :

$$h_{d1} = \frac{D_e - D}{2} - h_{j1} \quad [m]$$

D_e…….vnější průměr statoru [m]
h_{j1}…….výška statorového jha [m]

Výpočtová výška jha statoru h_{j1} :

$$h'_{j1} = \frac{D_e - D}{2} - h_{d1} - \frac{2}{3} d_{vk1} m_{vk1} \quad [m]$$

d_{vk1}…...průměr axiálních ventilačních kanálů ve statoru [m]
m_{vk1}…..počet řad aaxiálních ventilačních kanálů ve statoru

Hloubka rotorové drážky h_{d2} :

$$h_{i2} = h'_0 + h_0 + \frac{b_1}{2} + h_1 + \frac{b_2}{2} \quad [m]$$

h'_0…….výška můstku nad drážkou [m]
h_0……..výška otevření rotorové drážky [m]
h_1……..rozměr rotorové drážky [m]
b_1……..rozměr rotorové drážky [m]
b_2……..rozměr rotorové drážky [m]

Výpočtová výška jha rotoru h'_{j2} :

$$h'_{j2} = \frac{2+p_1}{3{,}2p_1}\left(\frac{D_2}{2} - h_{d2}\right) - \frac{2}{3} d_{vk2} m_{vk2} \quad [m]$$

d_{vk2}……...průměr axiálních ventilačních kanálů v rotoru [m]
m_{vk2}……..počet řad axiálních ventilačních kanálů v rotoru

Magnetická indukce ve jhu statoru B_{j1} :

$$B_{j1} = \frac{\phi}{2h'_{j1} l_{Fe1} k_{Fe}} \quad [T]$$

Magnetická indukce ve jhu statoru B_{j1} :

$$B_{j2} = \frac{\phi}{2h'_{j2} l_{Fe2} k_{Fe}} \quad [T]$$

Koeficienty pro výpočet Carterova činitel γ_1 a γ_2 :

$$\gamma_1 = \frac{\left(\frac{b_{01}}{\delta}\right)^2}{5+\left(\frac{b_{01}}{\delta}\right)}$$

b_{01}…….otevření statorové drážky

$$\gamma_2 = \frac{\left(\frac{b_{02}}{\delta}\right)^2}{5+\left(\frac{b_{02}}{\delta}\right)}$$

b_{02}…….otevření rotorové drážky

Činitel vzduchové mezery (Carterův činitel) pro stator k_{c1} :

$$k_{c1} = \frac{t_{d1}}{t_{d1}-\gamma_1\delta}$$

Činitel vzduchové mezery (Carterův činitel) pro rotor k_{c2} :

$$k_{c2} = \frac{t_{d2}}{t_{d2}-\gamma_2\delta}$$

Výsledný Carterův činitel stroje k_c :

$$k_c = k_{c1}k_{c2}$$

Magnetické napětí vzduchové mezery U_δ :

$$U_\delta = 1{,}59 \cdot 10^6 B_\delta k_c \delta \ [\mathrm{m}]$$

Výpočtová výška zubu statoru a rotoru h_{z1} a h_{z2} :

$$h_{z1} = h_{d1} - 0{,}1b_1 \ [\mathrm{m}]$$

$$h_{z2} = h_{d2} - 0{,}1b_2 \ [\mathrm{m}]$$

b_1……rozměr statorové drážky [m]
b_2……rozměr rotorové drážky [m]

Magnetické napětí zubů statoru U_{z1} :

$$U_{z1} = 2h_{z1}H_{z1} \ [\mathrm{A}]$$

H_{z1}……intenzita magnetického pole při magnetické indukci v zubech statoru B_{z1} určená podle magnetizační křivky použité elektrotechnické oceli.

Magnetické napětí zubů rotoru U_{z2} :

$$U_{z2} = 2h_{z2}H_{z2} \ [\mathrm{A}]$$

H_{z2}……intenzita magnetického pole při magnetické indukci v zubech rotoru B_{z2} určená podle magnetizační křivky použité elektrotechnické oceli.

Činitel nasycení zubů k_z :

$$k_z = 1 + \frac{U_{z1} + U_{z2}}{U_\delta}$$

Vnitřní průměr rotorového svazku D_i :

$$D_i = D_h$$

D_h……průměr hřídele

Výška rotorového jha h_{j2} :

$$h_{j2} = \frac{D_2 - D_i}{2} \quad [m]$$

Délka střední magnetické indukční čáry ve jhu statoru l_{j1} :

$$l_{j1} = \frac{\pi(D_e - h_{j1})}{2p_1} \quad [m]$$

Magnetické napětí jha statoru U_{j1} :

$$U_{j1} = l_{j1} H_{j1} \quad [A]$$

H_{j1}…….intenzita magnetického pole při magnetické indukci ve statorovém jhu B_{j1} určená podle magnetizační křivky použité elektrotechnické oceli. [Am^{-1}]

Magnetické napětí jha rotoru U_{j2} :

$$U_{j2} = l_{j2} H_{j2} \quad [A]$$

H_{j2}…….intenzita magnetického pole při magnetické indukci ve statorovém jhu B_{j2} určená podle magnetizační křivky použité elektrotechnické oceli. [Am^{-1}]

Výsledné magnetické napětí celého magnetického obvodu (na jednu pólovou dvojici) F_m :

$$F_m = U_\delta + U_{z1} + U_{z2} + U_{j1} + U_{j2} \quad [m]$$

Činitel nasycení magnetického obvodu K_μ :

$$k_\mu = \frac{F_m}{U_\delta}$$

Magnetizační proud I_μ :

$$I_\mu = \frac{pF_m}{0{,}9m_1N_1K_{v1}} \quad [A]$$

Odpor vinutí statoru R_1

$$R_1 = k \cdot \rho_\Theta \frac{L}{S_1 a}$$

k……..činitel zvětšení odporu působením povrchového jevu
ρ_Θ…….rezistivita materiálu vinutí při uvažované teplotě [Ωm]
a……...počet paralelních větví vinutí
L……..celková délka efektivních vodičů jedné fáze vinutí

Odpor vinutí rotoru R_2

Odpor vinutí rotoru se skládá z odporu rotorových tyčí a odporu spojovacích kruhů.
Odpor rotorové tyče R_t :

$$R_t = \rho_1 \frac{l_t}{S_t} k$$

ρ_t…….rezistivita materiálu rotorové tyče při uvažované pracovní teplotě
l_t…… celková délka rotorové tyče (odpovídající vzdálenosti mezi kruhy nakrátko
S_t……průřez tyče rotoru

Odpor rotorového kruhu vychází z analogického vztahu a celkový odpor se odvodí z rovnice z rovnice pro Joulovy ztráty:

$$R_2 I_t^2 = R_t I_t^2 + 2R_{kn} I_{kn}^2$$

R_{kn}…..odpor části kruhu mezi dvěma tyčemi
I_{kn}…….proud v kruhu nakrátko

Rozptylová reaktance fáze statorového vinutí $X_{1\sigma}$

$$X_{1\sigma} = 15{,}8 \frac{f_1}{100} \left(\frac{N_1}{100}\right)^2 \frac{l'_2}{p_1 q_1} \left(\lambda_{d1} + \lambda_{č1} + \lambda_{dif1}\right) \quad [\Omega]$$

l'_2……..celková délka rotoru
$\lambda_{č1}$……..činitel mgnetické vodivosti
λ_{d1}…… .činitel magnetické vodivosti drážky
λ_{dif1}……činitel magnetické vodivosti diferenčního rozptylu

Rozptylová reaktance rotorového vinutí $X_{2\sigma}$

$$X_{2\sigma} = 7{,}9\, f_1 l'_1 \left(\lambda_{d2} + \lambda_{č2} + \lambda_{dif2}\right) \cdot 10^{-6} \quad [\Omega]$$

Vliv natočení drážek.

Snížení indukovaného napětí U_{i1} vlivem natočení drážek se v praxi přímo nepočítá. Vliv natočení se uvažuje zvětšením rozptylových reaktancí statorového i rotorového vinutí.

Celkové ztráty v železe asynchronních motorů ΔP_{Fe}

Hlavní ztráty v železe statoru ΔP_{Fe} :

$$\Delta P_{Feh} = \Delta p_{1,0} \left(\frac{f_1}{50}\right)^{\beta} \left(k_{dj} B_{j1}^2 m_{j1} + k_{dz} B_{z1av}^2 m_{z1}\right)$$

$\Delta p_{1,0}$……měrné ztráty v železe [Wkg^{-1}]
B……exponent závislý na druhu použité oceli
k_{dj}, k_{dz}……činitelé uvažující vliv nerovnoměrnosti rozložení toku v částech magnetického obvodu a
vliv technologie výroby statorového svazku.

Dodatečné ztráty v železe ΔP_{Fed} :

$$\Delta P_{Fed} = \Delta P_{\delta p1} + \Delta P_{\delta p2} + \Delta P_{p1} + \Delta P_{p2}$$

Celkové ztráty v železe asynchronního motoru ΔP_{Fe}

$$\Delta P_{Fe} = \Delta P_{Feh} + \Delta P_{Fed}$$

Mechanické a ventilační ztráty ΔP_{mech}

Závisí na konstrukci stroje – rozměry, použité materiály, způsob ventilace, vlastnosti ložisek atd.

2.5. Parametry frekvenčních měničů.

Všechny parametry příslušného frekvenčního měniče je možno získat z katalogu (manuálu) výrobce.
Technická data

Rozsah vstupního napětí.

Běžně používané rozsahy vstupních napětí jsou buď jednofázová nebo třífázová, s tolerancí ± 10%. Jedná se o tyto konkrétní rozsahy:

1xAC 200V-240V
3xAC 200V-240V
3xAC 380V-480V
3xAC 500V-600V

Jmenovitý výstupní výkon [kW]

Vstupní a výstupní proud [A] – hodnoty vstupního a výstupního proudu jsou ovlivněny tím zda je nebo není zapojena síťová komutační tlumivka.

Konstrukční parametry – mezi tyto parametry můžeme zahrnout montážní rozměry, hmotnost, druhy svorkovnic, rozměry připojovacích kabelů atd.

Nastavitelné parametry měniče

Destinace (Evropa/Severní Amerika) – určuje frekvenci síťového napětí a jednotky výkonu.

Typ pohonu – asynchronní nebo synchronní motor

Charakteristika zátěže – konstantní zatěžovací moment např. kompresory
- variabilní (kvadratický) zatěžovací moment např. čerpadla, ventilátory

Jmenovité napětí motoru [V] – z typového štítku – nutno zkontrolovat zapojení svorkovnice (hvězda- trojúhelník)

Jmenovitý proud motoru [A] – z typového štítku

Jmenovitý výkon motoru [kW] – z typového štítku

Jmenovitý součinitel výkonu cos φ – z typového štítku

Jmenovitá účinnost motoru [%] – z typového štítku

Jmenovitý kmitočet motoru [Hz] – z typového štítku

Jmenovité otáčky motoru [rpm] – z typového štítku
Magnetizační proud motoru [%] – udává se v % vzhledem ke jmenovitému proudu motoru

Chlazení motoru
- vlastní chlazení – na hřídeli je umístěn chladící ventilátor
- vynucené chlazení – motor je chlazen samostatně napájeným ventilátorem
- vlastní chlazení a zabudovaný ventilátor
- vynucené chlazení a zabudovaný ventilátor

Faktor přetížení motoru [%] – definuje meze maximálního proudu na výstupu jako % ze jmenovitého proudu motoru.

Výběr způsobu ovládání – určuje zdroj příkazu – klávesnice, svorky, komunikace

Výběr zdroje žádané hodnoty – určuje zdroj žádané hodnoty kmitočtu – motorpotenciometr, analogový vstup, pevný kmitočet, komunikace

Minimální kmitočet motoru [Hz] – určuje minimální kmitočet motoru – nastaví minimální kmitočet motoru na kterém může pracovat bez ohledu na žádanou hodnotu kmitočtu.

Maximální kmitočet motoru [Hz] – určuje maximální kmitočet motoru – nastaví maximální kmitočet motoru na kterém může pracovat bez ohledu na žádanou hodnotu kmitočtu.

Doba rozběhu motoru [s] – doba nárůstu výstupního kmitočtu z nuly na maximální kmitočet motoru.

Doba doběhu motoru [s] – doba poklesu výstupního kmitočtu z maximálního kmitočtu motoru na nulu.

Digitální vstupy – mohou být nastaveny pro různé povely – ZAP/VYP, reverzace, krokování, motorpotenciometr (zvýšení/snížení kmitočtu), fixní žádaná hodnota, rychlý STOP, zastavení s volnoběhem, atd.

Digitální výstupy – mohou být nastaveny pro různé funkce – pohon připraven k provozu, pohon připraven k zapnutí, pohon v chodu, blokování zapnutí aktivní, chybová hlášení, stejnosměrné brzdění aktivní, dosažení limit, atd.

Analogový vstup – určuje typ analogového vstupu a aktivuje funkci monitorování analogového vstupu – 0 až 10V, 0 až 20 mA, -10 až +10 V.

Analogový výstup – určuje funkce analogového výstupu 0-20 mA.

Rezonanční kmitočet – vymezuje část kmitočtového rozsahu, ve kterém se pohon může dostat do stavu mechanické rezonance a který tedy nebude použit pro trvalý provoz.

Chování měniče při přetížení – při vnitřním přehřátí měniče máme několik volitelných možností – snížit výstupní kmitočet, snížit pulzní a výstupní kmitočet, vypnout měnič.

Snímač otáček – volba typu snímače otáček, počet impulzů na otáčku, reakce na výpadek signálu snímače otáček, maximální dobolený rozdíl vzorku otáček, maximální doba výpadku signálu.

Režimy řízení U/f – nastavuje režimy skalárního řízení

Vektorové řízení.

Limity – proudový limit motoru – v % vzhledem ke jmenovitému proudu

- omezení max. hodnoty momentu
- omezení min. hodnoty momentu
- omezení výkonu v motorickém chodu
- omezení výkonu v generátorickém chodu

Režimy řízení

Vektorové řízení bez zpětné vazby (bez snímače otáček)

- používá se pro pohony, které vyžadují vysoký záběrný moment, rychlou reakci na náhlé zatížení, pohony, které mají vysoké nároky na přesnost udržení otáček.
Nastavují se následující parametry:
- časová konstanta filtrace skutečného kmitočtu
- zesílení a integrační složka regulátoru otáček
- trvalé zvýšení proudu při nízkých kmitočtech vzhledem k vypočtenému jmenovitému momentu
- zvýšení proudu motoru při rozběhu
- počáteční kmitočet modelu motoru od kterého přejde řízení s otevřenou smyčkou na řízení s uzavřenou smyčkou

Vektorové řízení se snímačem otáček

Nastavují se následující parametry:
- nastavení snímače otáček
- časová konstanta filtrace skutečné rychlosti
- zesílení a integrační složka otáčkového regulátoru vektorového řízení

Zvláštní funkce měniče

Synchronizace na otáčející se motor – letmé spínání

Měnič provede po spuštění rychlou změnu kmitočtu tak, aby odpovídala kmitočtu běžícího motoru a pak ji začne regulovat na žádanou hodnotu. Nastavují se tyto parametry:
- letmé spínání – neaktivní, vždy aktivní, aktivní po poruše nebo výpadku napájení, atd.
- proud při synchronizaci na otáčející se motor v[%]
- rychlost hledání při synchronizaci na otáčející se motor [%]

Automatický restart pohonu

V tomto parametru se nastavují situace, za kterých požadujeme restart pohonu:
- výmaz poruchového hlášení po úplném přerušení napájení, restart po výpadku elektrické sítě, poruše elektrické sítě, snížení napětí v elektrické síti.

U měničů lze nastavovat mnoho dalších parametrů:
parametry externí brzdy, parametry PID regulátoru, parametry stejnosměrného brzdění a další. K dispozici jsou zpravidla i volné funkční bloky.

Vlastnosti asynchronních motorů napájených z měničů frekvence.

Frekvenční měniče mají kromě pozitivních regulačních vlastností i vlastnosti negativní. Jelikož s vývojem polovodičové a výpočetní techniky dochází k jejich stále častějšímu nasazování a se zvyšováním jejich výkonů a spínacích frekvencí, je nutné brát v úvahu i jejich negativní působení v rámci celého regulovaného obvodu. Podle vlivu je můžeme rozdělit na:
- vliv na napájecí síť
- vliv na napájené zařízení
- vliv na ostatní zařízení v blízkosti měniče

3.1. Negativní vlivy měničů frekvence na asynchronní motor

Účinky frekvenčního měniče na jím napájené zařízení závisejí jak na použitém typu měniče, tak i na typu napájeného zařízení.

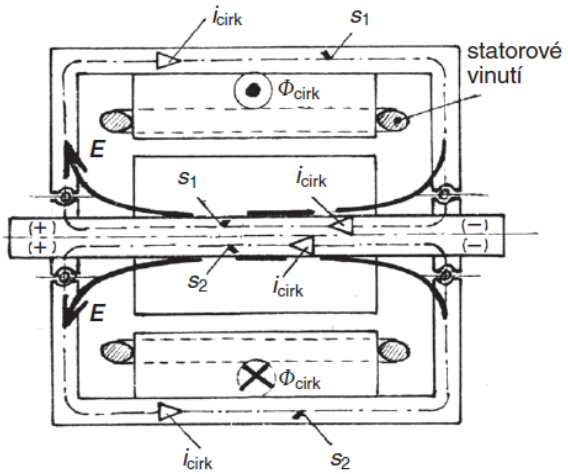
Napěťový střídač vytvoří napájecí napětí s periodickým nesinusovým průběhem. Tento průběh lze rozložit na základní a vyšší harmonické napětí. Každá harmonická napětí vytvoří v asynchronním motoru svoji harmonickou proudu. Vlivem vyšších harmonických dojde ke zvětšení ztrát ve vodičích a ke vzniku pulzačních momentů. Pulzační momenty vznikají vzájemným působením 1. harmonické magnetického toku a vyšších harmonických proudu a mohou se projevit nepříznivě tím, že mechanickou soustavu motoru rozkmitají. Při používání pulzně-šířkové modulace s co možná největší spínací frekvencí a s tím i menším obsahem vyšších harmonických jsou tyto momenty méně významné.

Proudový střídač vytváří napájecí proud s nesinusovým průběhem, který lze opět rozložit na první a vyšší harmonické proudu. Vyšší harmonické proudu se uzavírají v rotorové kleci asynchronního motoru dokrátka. Ztráty od vyšších harmonických proudu jsou vyšší a tím i pulzační momenty.

Vyšší harmonické působí na motor jak elektrickými a elektromagnetickými účinky, tak i mechanickými.
Nejvíce namáhanými a tím i vlastně nejvíce poruchovými částmi asynchronního motoru jsou ložiska, hřídel a vinutí.[9]

Vliv frekvenčního měniče na ložiska motoru.

S vývojem výkonových spínacích prvků (GTO,IGBT, IGCT) vzrostla i jejich spínací frekvence a tím i strmost výstupního napětí měniče a jeho vliv na konstrukční části asynchronního motoru. V konstrukci motoru vznikají střídavá napětí, která dávají vzniknout ložiskovým proudům. Ložiskovými proudy jsou poškozována kluzná i valivá ložiska. Pro poškození ložiska olejovými proudy má zásadní vliv olejový film, bránící v ložisku přímému styku kov na kov. Pokud je olejový film neporušen, chová se ložisko jako kondenzátor a jeho proud je ložiskovým proudem. Při proražení olejového filmu dojde v místě poruchy ke styku kovu na kov a procházející proud vytváří na stykových ploškách miniaturní krátery a tím ložisko poškozuje. Může se i objevit elektrické jiskření, poškozující stykové plochy a mazivo.
Ložiskové proudy můžeme rozdělit na cirkulační a necirkulační.



Obr.31. Průtok cirkulačních ložiskových proudů.

Vliv napájení asynchronního motoru z frekvenčního měniče na izolační systém

Při napájení z frekvenčního měniče je celý motor vystaven napěťovým špičkám, které též působí na izolační systém a zvyšují tím dielektrické ztráty v izolaci. Dochází tak k dalšímu oteplování stroje a snižování životnosti izolace. Dielektrické ztráty rostou se čtvercem frekvence. Rozlišujeme dielektrické ztráty vodivostí, polarizační ztráty a ztráty v důsledku elektrických výbojů. Při překročení mezních parametrů izolace dojde k jejímu průrazu. Pravděpodobnost průrazu závisí na velikosti, charakteru, době působení a strmosti změn napětí mezi závity, na homogenitě izolace a homogenitě elektrického pole.[14]

Vliv frekvenčního měniče na přívodní kabel.

Frekvenční měnič generuje posloupnost napěťových pulzů, které postupují po vedení k motoru ve formě šířící se vlny. Vzhledem k vysoké frekvenci musíme počítat s omezenou rychlostí šíření této vlny a počítat s možností jejího odrazu na rozhraních. Vznikne zde nestacionární děj, při kterém jsou na různých místech kabelu různá napětí. Velikost napětí na svorkách motoru tak závisí i na délce kabelu mezi měničem a motorem a na parametrech kabelu. Překročí-li délka kabelu určitou kritickou hodnotu, může hodnota napětí na konci vedení až na dvojnásobek napětí v meziobvodu.

Vysoká spínací frekvence a tím i vysoká strmost napájecích pulsů jsou příčinou nabíjecích a vybíjecích přechodných děj, které mají charakter nabíjecích a vybíjecích pulsů. Na kostře motoru tak mohou vznikat potenciály, nebezpečné pro obsluhu i pro činnost pohonu. Jelikož jsou všechny části pohonu uzemněné, dávají tyto potenciály na kostře motoru vznik proudům, které se uzavírají přes hřídel a ložiska.

Vlivem vyšší frekvence napájecího napětí motoru dochází i ke změně rozložení proudové hustoty v průřezu vodiče (skinefekt) a ztráty v železe vířivé proudy, hysterezní ztráty).[14]

Úpravy asynchronního motoru pro napájení z měniče.

S masivním nasazováním regulovaných pohonů v sestavě frekvenční měnič a asynchronní motor jsou asynchronní motory vyráběny s ohledem na negativní vlivy měničů.
Jedná se o následující úpravy:

Omezení ložiskových proudů

- použití izolovaného ložiska
- použití hybridního nebo keramického ložiska
- instalace kartáčů u ložisek – omezení hřídelového napětí a napětí na hřídeli ložiska
- izolace konstrukčních částí motoru – zamezení nekontrolovaného toku proudu od indukovaných napětí
- všechny součásti navržené a vyrobené s maximálně možnou symetrií – potlačení konstrukčních harmonických

Opatření k omezení vlivu měniče na izolační systém

- zesílení izolace – zvýšení odolnosti proti přepěťovým špičkám
- použití nevodivých bandáží – zamezení ohřevu indukovanými proudy
- použití polovodičových laků na impregnaci – zabránění povrchovým a klouzavým výbojům
- vinutí paralelními vodiči a rozložení do paralelních větví

3.2. Diagnostika asynchronních motorů

Asynchronní motor je celkem robustní zařízení, které pokud pracuje v ideálních podmínkách, je spolehlivé a nenároční na údržbu. Avšak pracují-li motory v průmyslovém prostředí, kde jsou jejich pracovní podmínky často velmi vzdáleny těm ideálním, dochází k jejich nečekaným poruchám.

Obor technické diagnostiky hledá vhodné postupy umožňující odhalit jejich poruchy s dostatečným časovým předstihem tak, aby bylo možné předejít nečekaným selháním těchto pohonných jednotek.

Nejporuchovější částí asynchronního motoru jsou ložiska. K jejich poškození dochází zejména z důvodu nesprávné údržby, nevyváženosti zátěže a nesouosostí mezi hřídelem rotoru a zátěže. Dalším faktorem ovlivňujícím životnost ložisek jsou již dříve zmíněné ložiskové proudy.

Druhou skupinou poruch ohrožujících asynchronní motor jsou závady statoru. Jedná se především o zkraty mezi závity jedné fáze vinutí, mezi závity dvou různých fází či vinutím a elektrickou zemí. Jedná se tedy o poruchy různých částí izolačního systému.

Nejméně častou závadou vyskytující se u asynchronních motorů je porucha rotoru. Rotor bývá poškozen přetěžováním motoru způsobovaným častým spouštěním, nesymetrií zátěže apod.

Poruchy asynchronních motorů můžeme tedy rozdělit podle následujících kritérií:[14]

Poruchy asynchronních motorů z hlediska vzniku

Statorové
- zkraty ve statorovém vinutí – porucha začíná nedetekovatelným snížením izolačního odporu mezi dvěma závity vinutí jedné fáze nebo mezi fázemi a pokračuje mezizávitovým zkratem a může se dále rozšiřovat
- zvýšený odpor statorového vinutí
- přerušené statorové vinutí

Rotorové
- přerušené rotorové tyče nebo zvýšený odpor tyčí
- přerušený rotorový věnec
- dynamická, statická nebo kombinovaná excentricita

Ložiska
- porucha vnějšího kroužku
- porucha vnitřního kroužku
- porucha kuliček

Ostatní
- čelo motoru, svorkovnice, plechy atd.

Poruchy asynchronních motorů z hlediska původu

Poruchy elektrického původu
- zkraty ve statorovém vinutí
- přerušené vinutí
- poruchy rotorových tyčí, přerušené tyče nebo zvětšený odpor tyčí
- poruchy rotorového věnce, přerušený rotorový věnec

Mechanického původu
- vady ložisek
- nevyváženost rotoru
- nesouosost uložení
- ztráta tuhosti hřídele, ohnutý rotor
- statická excentricita
-dynamická excentricita

Metody diagnostiky asynchronních motorů

Metody diagnostiky statorových poruch

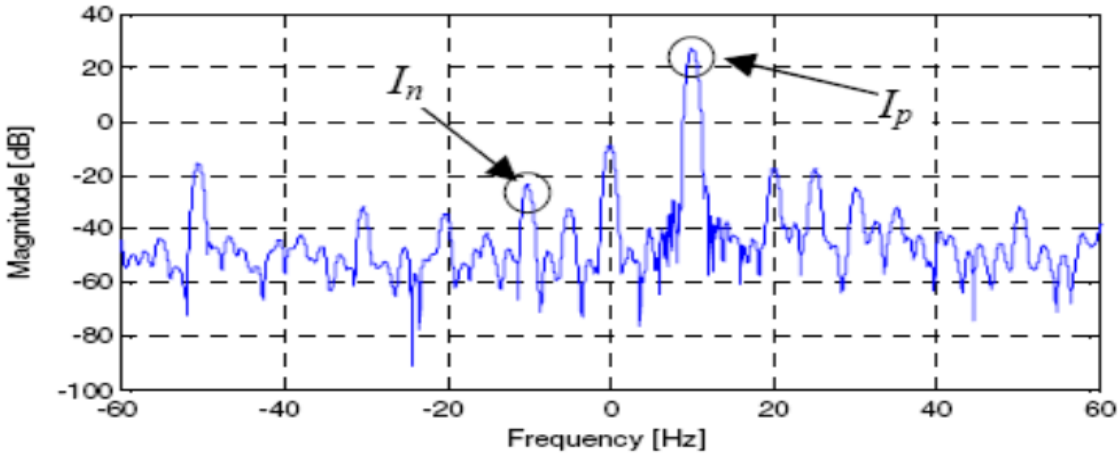
Senzor magnetického toku
- interní senzor – používá se pouze u větších asynchronních motorů. Vlivem asymetrie statoru vzniklé statorovou vadou se zvýší axiální magnetický tok
- externí senzor – při statorové vadě, zkratu ve vinutí se zvýší amplituda na drážkové

frekvenci dané rotační frekvencí násobenou počtem tyčí rotoru.

Analýza orbitů prostorového vektoru – třífázový systém se vyjádří pomocí prostorového vektoru proudu a sleduje se jeho symetrie, v tomto případě odchylka od tvaru kružnice.

Analýza dopředné a zpětné složky prostorového vektoru proudu.

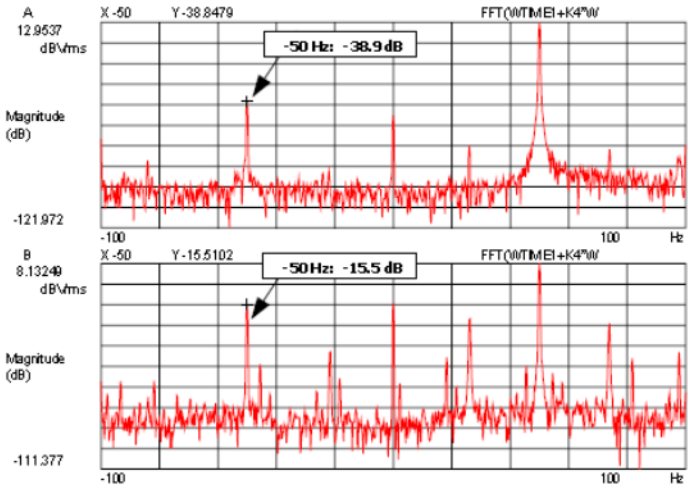
I_P – dopředná složka komplexního vektoru I
I_N – zpětná složka komplexního vektoru I, při statorové poruše se zvýší



Obr.32. Dopředná a zpětná složka prostorového vektoru proudu.[8]

Měření zpětné impedance

- při statorové vadě se zvýší zpětná složka prostorového vektoru proudu a zpětná impedance se sníží.



Obr.33. Magnituda spektra prostorového vektoru napětí a proudu. Motor se zkratovanými závity.[8]

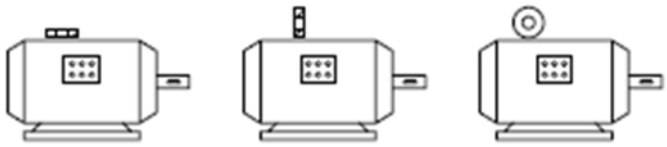
Měření fázových proudů
- jednoduchá metoda v případě větších poruch

Měření oteplení vinutí
- měření pomocí zabudovaných termočlánků nebo pomocí termovize

Analýza částečných výbojů

Metody diagnostiky rotorových poruch

Externí vyhledávací cívka



Obr.34 Různé způsoby umístění vyhledávací cívky

Porucha se projeví „nepravidelnostmi“ v průběhu indukovaného napětí. Jedná se o přibližnou metodu, která je vhodná pouze pro velké motory.

Mezi další metody diagnostiky rotorových poruch patří:
- Analýza vibrací
- Signaturní analýza proudu motoru
- Spojená časově frekvenční analýza
- Analýza kroutícího momentu
- Analýza výkonového spektra

Diagnostické metody pro asynchronní motor napájený z frekvenčního měniče.

Jak již jsem uvedl v předcházejících kapitolách, negativní vlivy frekvenčního měniče se projeví hlavně na vinutí motoru a na jeho ložiscích. Tyto vlivy jsou diagnostikovány především těmito metodami:

Měření izolačního stavu

Měření se provádí na odstaveném stroji, při chodu stroje se měří unikající proud, který vyhodnocují hlídače izolačního stavu.

Měření částečných výbojů

Částečné výboje jsou obvykle důsledkem lokálního elektrického namáhání v izolaci nebo na povrchu izolace a vytvářejí napěťové impulzy.

U strojů chlazených vzduchem je možno měřit částečné výboje nepřímou metodou. Tato metoda vychází z poznatku, že při elektrických výbojích se vyvíjí ozón, který je následně možno detekovat. Nevýhodou této metody je, že nedává kvantitativní informaci o velikosti (množství) výbojů. Použití metody je poměrně jednoduché a hodí se pro malé i velké stroje.

Kontrola vinutí rázovou vlnou nebo dvojitou rázovou vlnou

Zkouška je založena na principu vybíjení kondenzátoru do zátěže, kterou u asynchronního motoru představuje vinutí statoru. Vybitím kondenzátoru vznikne strmá rázová vlna, která vybudí ve statoru tlumený rezonanční děj. Průběh je porovnáván s průběhem při bezchybným stavu. Například porovnání průběhů v jednotlivých fází motoru.

Měření oteplení a skutečných teplot jednotlivých částí stroje

Při napájení asynchronního motoru z frekvenčního měniče se, oproti klasickému napájení, mění i rozložení oteplení jeho jednotlivých částí. Většina poruch motoru se pak projevuje zvýšením oteplení inkriminované části. Hodnoty teplot můžeme získat přímo měření pomocí teplotních senzorů nebo plošně pomocí termovize.[9]

Měření vibrací

Vibrodiagnostika je velmi rozvinutý obor, který dává obraz o technickém stavu stroje a poskytuje informace o mechanických poruchách stroje. Nejčastěji se zabývá stavy ložisek a lze pomocí ní predikovat možné poruchy.

Měření ložiskových proudů a hřídelových napětí

Proudy tekoucí přes ložisko přispívají k jeho opotřebení a podílí se tak na vzniku případné poruchy. Hodnoty a průběhy napětí na ložisku a proudu, který jím teče, lze měřit pomocí vložených čidel nebo měřením napětí na hřídeli pomocí vnějšího zdroje.

Měření napětí na konstrukčních částech stroje

Toto měření připadá v úvahu hlavně v situaci, kdy je motor nainstalován izolovaně vzhledem k svému okolí. Měřené napětí pak dává informaci o stavu této izolace.

Frekvenční analýza charakteristických veličin stroje.

Frekvenční analýza vstupních a výstupních veličin motoru za provozu dává informace o jeho možných přídavných nesymetriích. Tyto nesymetrie způsobují modulaci pole i proudu a jejich analýzou je možné zjistit zdroj a příčinu možné poruchy. Pomocí frekvenční analýzy je možné měřit i okamžitou frekvenci napájení a z otáčkové frekvence nepřímo určit i skutečné otáčky motoru.

Akustické měření.

Asynchronní motor, tak jako každý elektrický stroj, je zdrojem zvuku. Jako zdroje zvuku v něm působí nejen pohyblivé části - rotor, ventilátor, ložiska, ale i vibrace buzené proměnným elektromagnetickým polem a elektrostatické i částečné výboje. Takto vytvořené zvukové pole lze podrobit analýze a získat tak další informace o stavu stroje. Tato metoda má uplatnění při průběžném sledování stavu motoru a následném vyhodnocení případných změn.

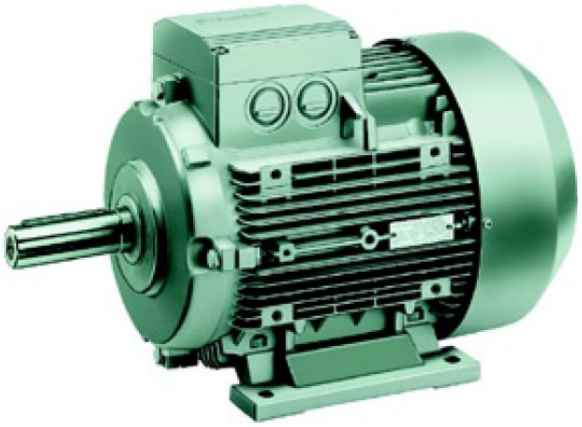
Měření a analýza napájecího proudu stroje

Jakákoliv závada v elektrickém nebo magnetickém obvodu stroje způsobí vznik přídavných magnetických polí ve vzduchové mezeře, jejichž frekvence se liší od synchronní frekvence. Přídavná pole deformují pole ve vzduchové mezeře. Tato deformace se zpětně promítne do dodatečné modulace průběhu napájecího proudu. Analýzou proudu můžeme zpětně dojít až k příčině deformace a identifikovat konkrétní závadu. Metodu můžeme uplatnit přímo při provozu stroje

4. Porovnání parametrů a veličin pohonů s frekvenčním měničem.

4.1. Popis parametrů a veličin použitých frekvenčních měničů a asynchronního motoru.

4.1.1. Asynchronní motor Siemens 1LA7083-4AA10-Z



Obr.35. Třífázový asynchronní motor 1LA7

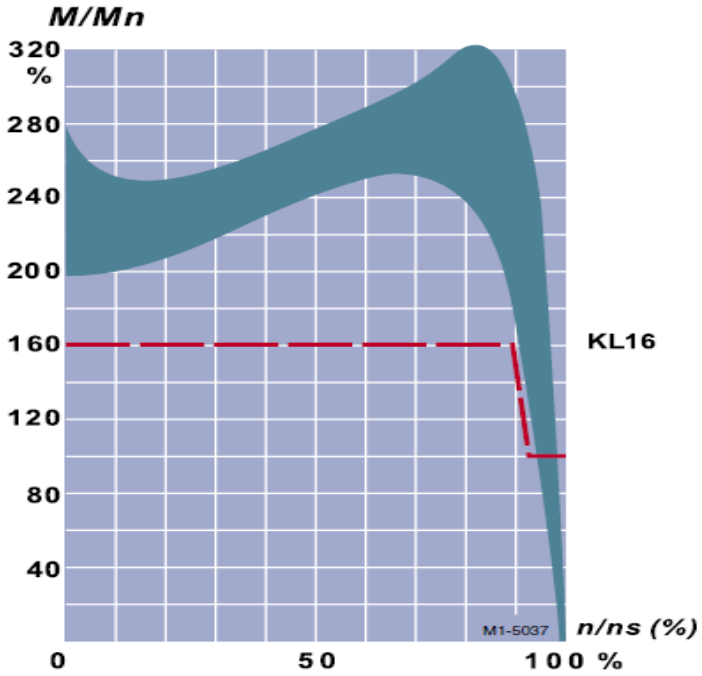
Parametry a vlastnosti z typového označení

1LA7 – trojfázový asynchronní motor s rotorem nakrátko, krytí IP55, plastový ventilátor
- statorové vinutí je z měděného vodiče
- rotorová klec je tlakové odlita z hliníku, svazek rotoru je nalisován na hřídel, dynamicky vyvážen a uložen v kuličkových ložiskách s trvalou tukovou náplní.

08 – osová výška 80 mm
3 – střední velikost kostry
4 – počet pólů - čtyřpólový
A – provedení - základní provedení, motor s hliníkovou kostrou
A – třída rotoru 16
1 – napětí - Δ/Y 230/400V 50Hz
0 – Tvar IMB3 – patkový

Jmenovité hodnoty

Výkon: 0,75 kW **Frekvence:** 50 Hz **Otáčky:** 1395 **Účinnost:** 72 %
Účiník cos ϕ: 0,81 **Proud při 400 V:** 1,86 A **Moment:** 5.1 Nm **Hmotnost:** 9.4 kg



Obr.36. Momentová charakteristika

4.1.2. Frekvenční měnič Micromaster 440-4kW, 6SE6440-2AD24-0BA1

Obr.37. Micromaster 440

Technická data

Rozsah vstupního napětí: 3 x AC 380 V – 480 V
Vestavěný filtr třídy A
Jmenovitý výstupní výkon: 4 kW
Výstupní výkon: 7,8 kVA
Vstupní proud: 12,8 A
Výstupní proud: 10,2 A

Nastavení měniče

Frekvence síťového napájení: 50 Hz
Jednotky výkonu: kW
Typ pohonu: asynchronní motor
Jmenovité napětí motoru: 230/400 V
Jmenovitý proud motoru: 1,86 A
Jmenovitý výkon motoru: 0,75 kW
Jmenovitý součinitel výkonu cos ϕ: 0,81
Jmenovitá účinnost motoru: 72 %
Jmenovité otáčky motoru: 1395
Magnetizační proud motoru: v % hodnoty jmenovitého proudu, pro motory 1LA7 je pro daný motor vypočten výrobcem
Chlazení motoru: vlastní chlazení
Faktor přetížení motoru: 150%
Minimální kmitočet: 0 Hz
Maximální kmitočet: 100 Hz
Doba rozběhu motoru: 10 s
Doba doběhu motoru: 10 s
Doba doběhu motoru po povelu VYP: 5s
Teplota okolí: 20°C
Režim řízení: vektorové řízení s uzavřenou smyčkou

4.1.3. Frekvenční měnič Allen Bradley PowerFlex 40-22B-D010N104

Obr.38. Powerflex 40

Technická data

Jmenovité vstupní napětí: 3 x AC 380 V – 480 V
Jmenovitý výstupní výkon: 4 kW
Jmenovitý výstupní proud: 10.5 A
Vstupní napětí: 340-528 V
Vstupní proud: 13 A
Příkon: 10.3 kVA
Výstupní frekvence: 0 – 400 Hz
Analogový řídící vstup: 4 -20 mA, 0 – 10 V
Analogový výstup: 4 -20 mA, 0 – 10 V

Nastavení parametrů

Frekvence síťového napájení: 50 Hz
Jednotky výkonu: kW
Typ pohonu: asynchronní motor
Jmenovité napětí motoru: 230/400 V
Jmenovitý proud motoru: 1,86 A
Jmenovitý výkon motoru: 0,75 kW
Jmenovitý součinitel výkonu cos ϕ: 0,81
Jmenovitá účinnost motoru: 72 %
Jmenovité otáčky motoru: 1395
Chlazení motoru: vlastní chlazení
Faktor přetížení motoru: 150%
Minimální kmitočet: 0 Hz
Maximální kmitočet: 100 Hz
Doba rozběhu motoru: 10 s
Doba doběhu motoru: 10 s
Doba doběhu motoru po povelu VYP: 5s
Režim řízení: vektorové řízení s uzavřenou smyčkou

4.2. Měření na asynchronním motoru s měničem Siemens Micromaster 440.

4.2.1. Měření oteplení motoru.

Oteplovací zkouška zjišťuje teplotu na jednotlivých částech stroje. Zvolená metoda je dána hodnotou:

Počáteční teplota – teplota, která byla naměřena na daných místech před uvedením motoru do provozu.

Ustálená teplota - teplota, naměřená po určité době motoru v provozu (zátěži). V mém případě se jednalo o 30 min. v určité frekvenci.

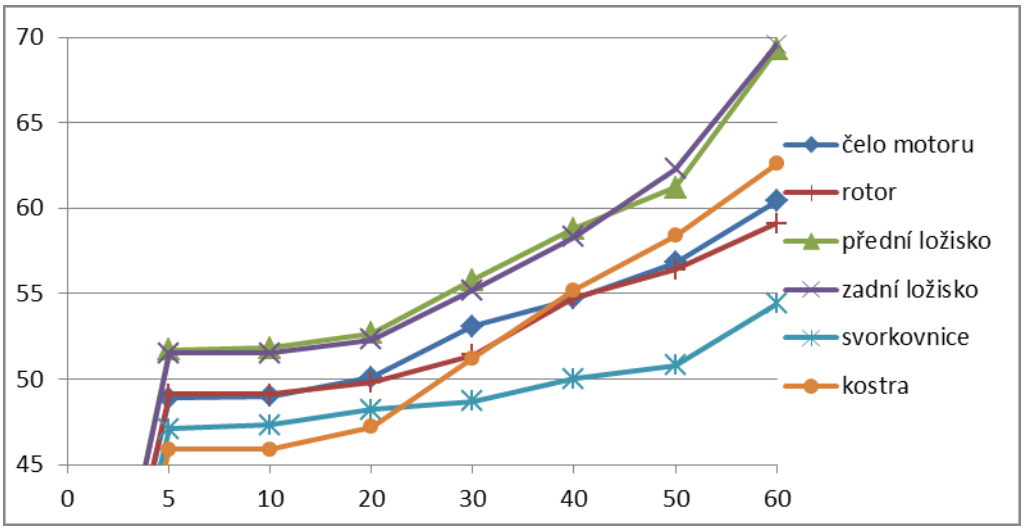
Měření proběhlo při konstantní zátěži motoru 15Nm.

Pro měření teploty bylo použito digitálního bezkontaktního teploměru-STALGAST 620711

Postup při měření - při teplotě 23,5 C° vnějšího okolí, byly naměřeny počáteční teploty na částech motoru. Při nastavení frekvence, byl uvedený motor zaběhnut a 30 min ponechán v chodu se zátěží. Po této době se na stejných místech naměřily tyto ustálené teploty. Poté byl motor zchlazen a kontrolován měřením, tak aby další požadovaná hodnota frekvence vycházela z daných počátečních teplot.

Frekvence [Hz]	**0**	**5**	**10**	**20**	**30**	**40**	**50**	**60**
Čelo motoru [°C]	23,2	48,9	49	50,1	53,1	54,7	56,8	60,4
Rotor [°C]	22,9	49,1	49,1	49,8	51,4	54,8	56,4	59,1
Přední ložisko [°C]	23,4	51,7	51,8	52,7	55,8	58,8	61,2	69,3
Zadní ložisko [°C]	23,4	51,5	51,5	52,3	55,2	58,3	62,3	69,6
Přívod (svorkovnice) **[°C]**	23,2	47,1	47,3	48,2	48,7	50	50,8	54,4
Kostra [°C]	22,7	45,9	45,9	47,2	51,2	55,2	58,4	62,6

Tabulka č.1. Měření oteplení motoru s měničem Micromaster 440.



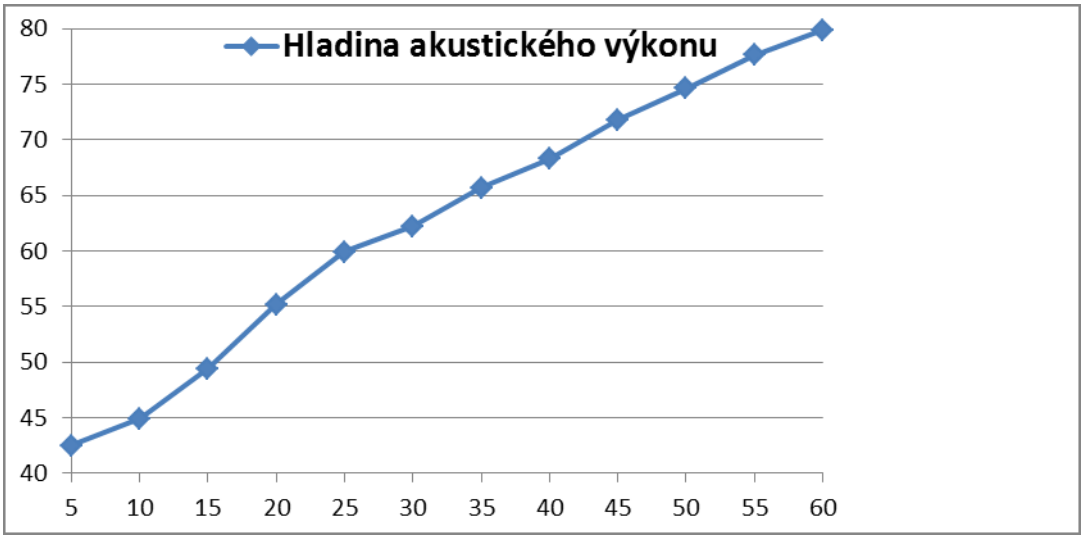
Graf č.1. Měření oteplení motoru s měničem Micromaster 440.

4.2.2. Měření hladiny akustického výkonu

- měření hlukoměrem Voltcraft SL-451v závislosti na frekvenci

Frekvence [Hz]	5	10	15	20	25	30	35	40	45	50	55	60
Hladina akustického výkonu [dB]	42,5	44,9	49,4	55,2	59,8	62,2	65,7	68,3	71,8	74,6	77,6	79,9

Tabulka č.2. Měření hladiny akustického výkonu na motoru s měničem Micromaster 440

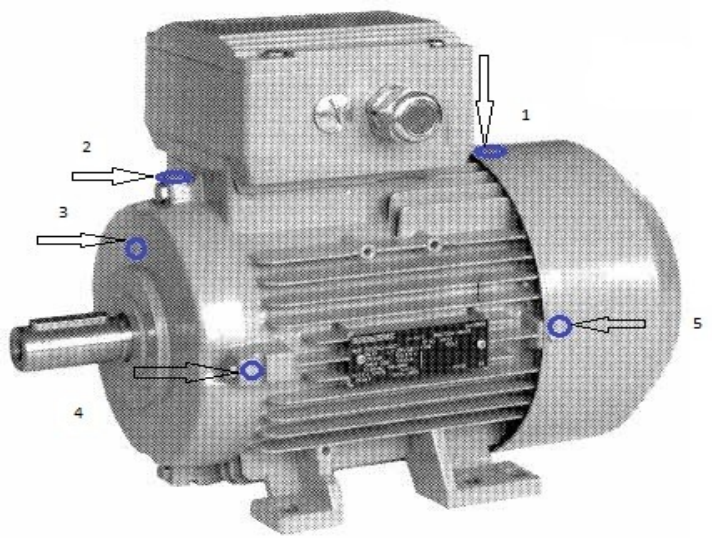


Graf č.2. Měření hladiny akustického výkonu na motoru s měničem Micromaster 440.

4.2.3. Měření vibrací

(dle normy ČSN EN 60034-14 ed. 2)

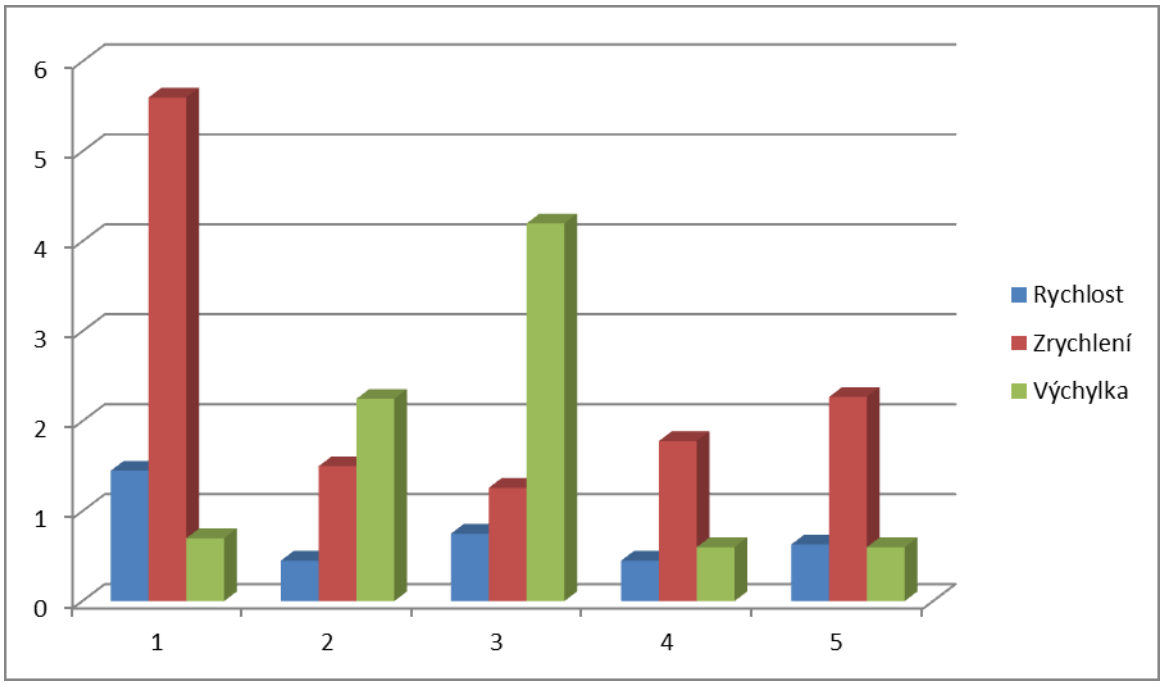
Měření probíhá pomocí akcelerometru, kdy měříme vibrace na vybraných místech motoru. Nejnáchylnější body na vibrace jsou znázorněné na obr.39 a právě v těchto bodech proběhlo měření. Základní veličiny jsou pro nás *rychlost,zrychlení* a *výchylka*. Tyto hodnoty jsou pro náš motor dány mezními hodnotami dle normy a to: pro rychlost 1,3[mm/s], zrychlení 2[m/s2] a výchylka 21[µm] při pevném uchycení motoru.



Obr. 39. Místa pro měření vibrací.

Měřené místo	Rychlost [mm/s]	Zrychlení [m/s2]	Výchylka [µm]
1	1,45	5,6	0,7
2	0,95	1,5	2,25
3	0,75	1,26	4,2
4	0,45	1,78	0,6
5	0,63	2,27	0,6

Tabulka č.3. Měření vibrací na motoru s měničem Micromaster 440.



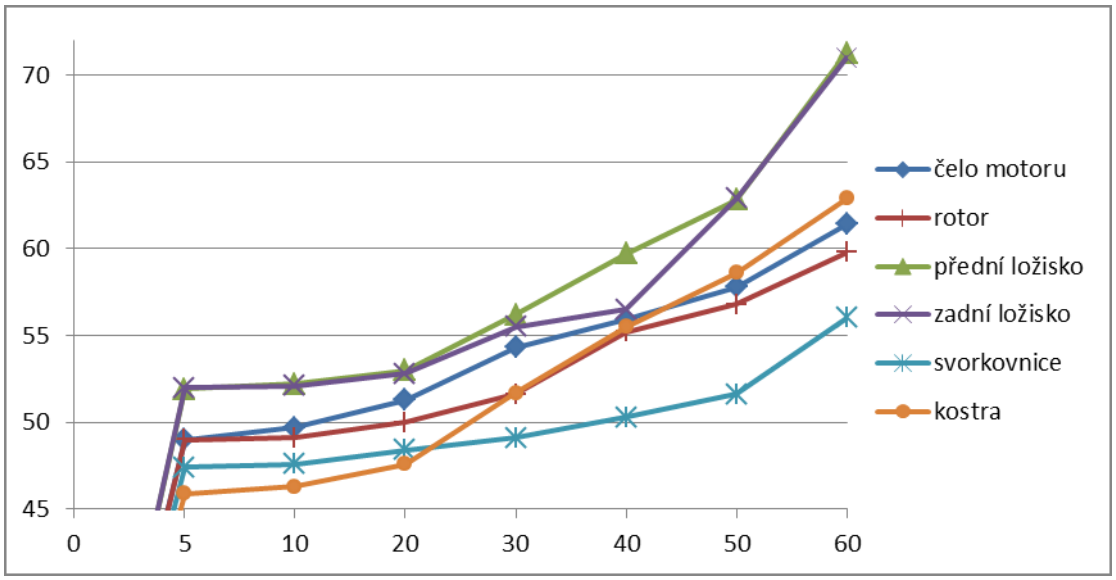
Graf č.3. Měření vibrací na motoru s měničem Micromaster 440.

4.3. Měření na asynchronním motoru s měničem AB Powerflex 40.

4.3.1. Měření oteplení motoru.

Frekvence [Hz]	0	5	10	20	30	40	50	60
Čelo motoru [°C]	23,2	49	49,7	51,3	54,3	55,9	57,8	61,4
Rotor [°C]	22,9	49	49,1	50	51,6	55,2	56,8	59,8
Přední ložisko [°C]	23,4	51,9	52,2	53	56,2	59,7	62,8	71,3
Zadní ložisko [°C]	23,4	52	52,1	52,8	55,5	56,5	62,9	71
Přívod (svorkovnice) [°C]	23,2	47,4	47,6	48,4	49,1	50,3	51,6	56
Kostra [°C]	22,7	45,9	46,3	47,6	51,7	55,5	58,6	62,9

Tabulka č.4. Měření oteplení motoru s měničem Powerflex 40.

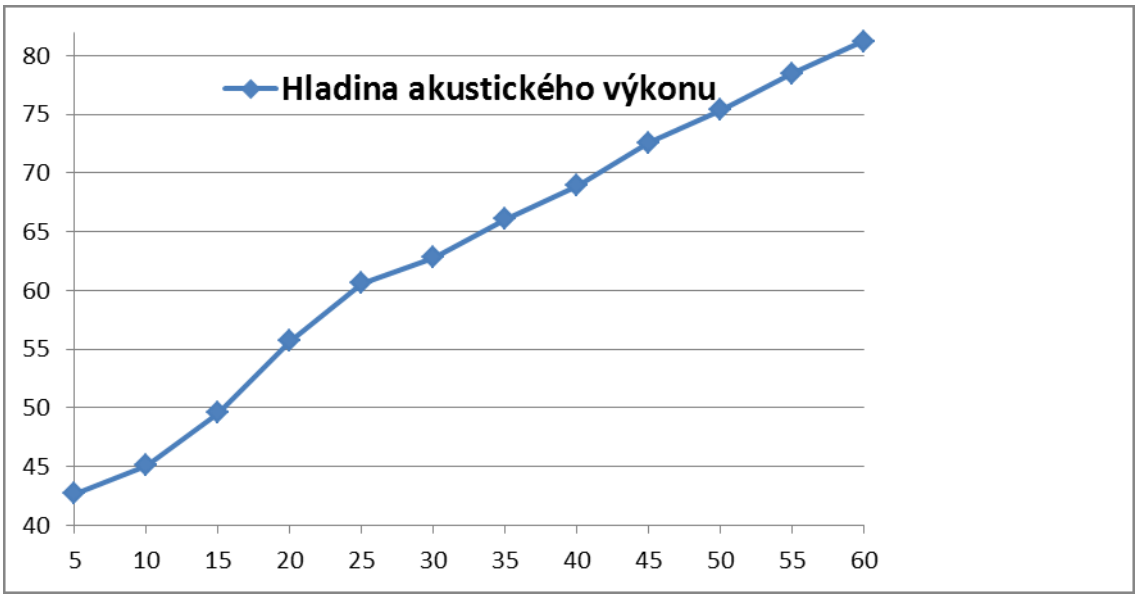


Graf č.4. Měření oteplení motoru s měničem Powerflex 40.

4.3.2. Měření hladiny akustického výkonu

Frekvence [Hz]	5	10	15	20	25	30	35	40	45	50	55	60
Hladina akustického výkonu [dB]	42,7	45,1	49,6	55,7	60,6	62,8	66,1	68,9	72,6	75,4	78,5	81,2

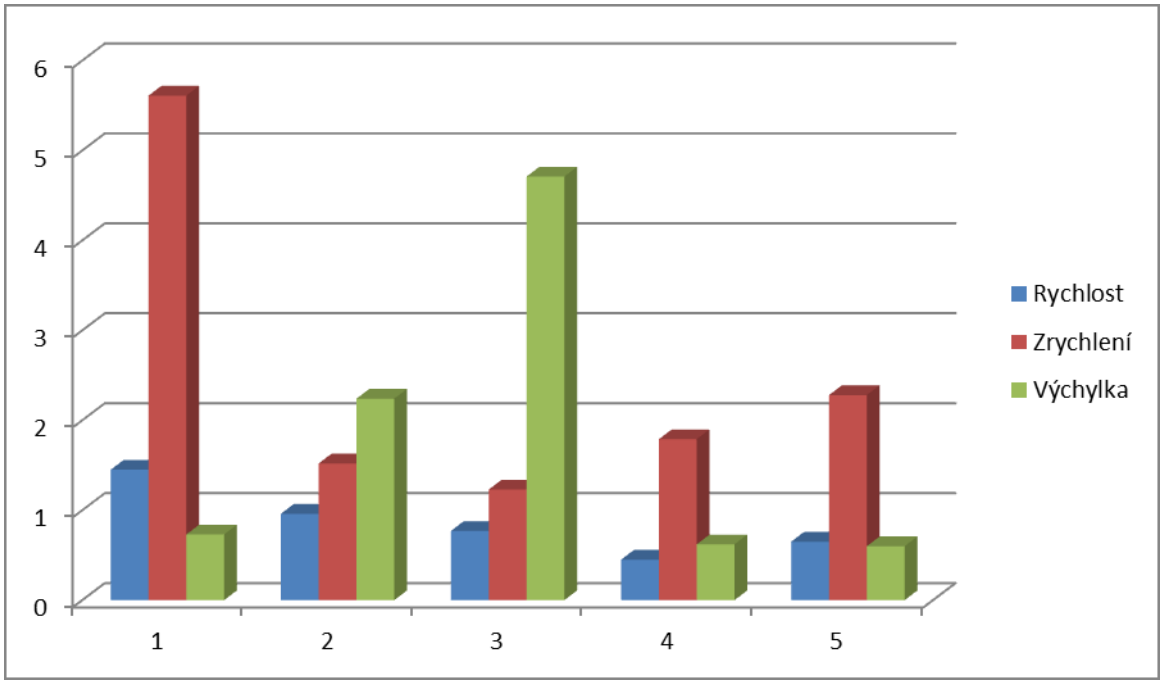
Tabulka č.5. Měření hladiny akustického výkonu na motoru s měničem Powerflex 40.



Graf č.5. Měření hladiny akustického výkonu na motoru s měničem Powerflex 40.

Měřené místo	Rychlost [mm/s]	Zrychlení [m/s2]	Výchylka [µm]
1	1,45	5,61	0,71
2	0,96	1,52	2,24
3	0,77	1,23	4,21
4	0,45	1,79	0,62
5	0,65	2,28	0,6

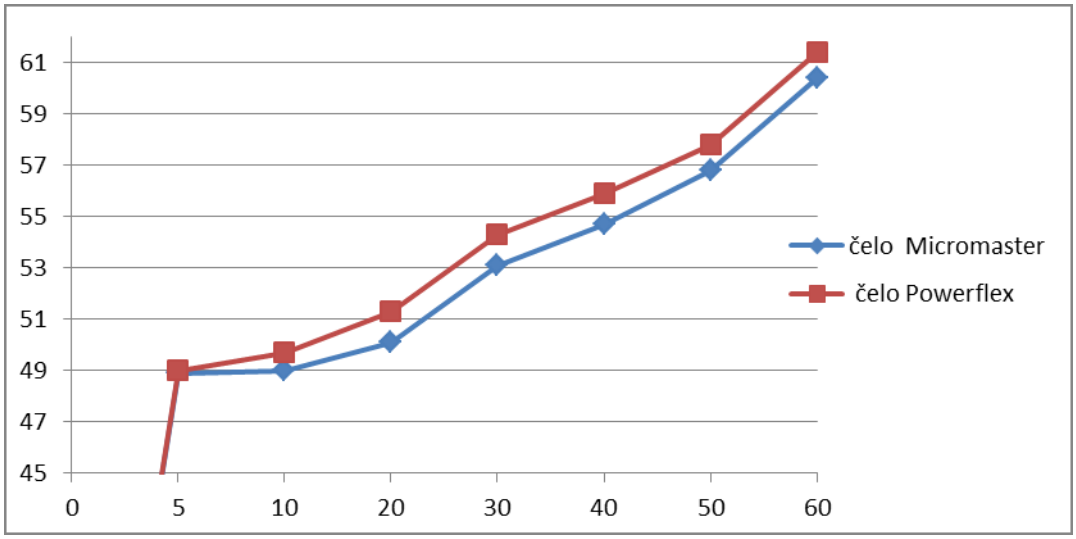
Tabulka č.6. Měření vibrací na motoru s měničem Powerflex 40.



Graf č.6. Měření vibrací na motoru s měničem Powerflex 40.

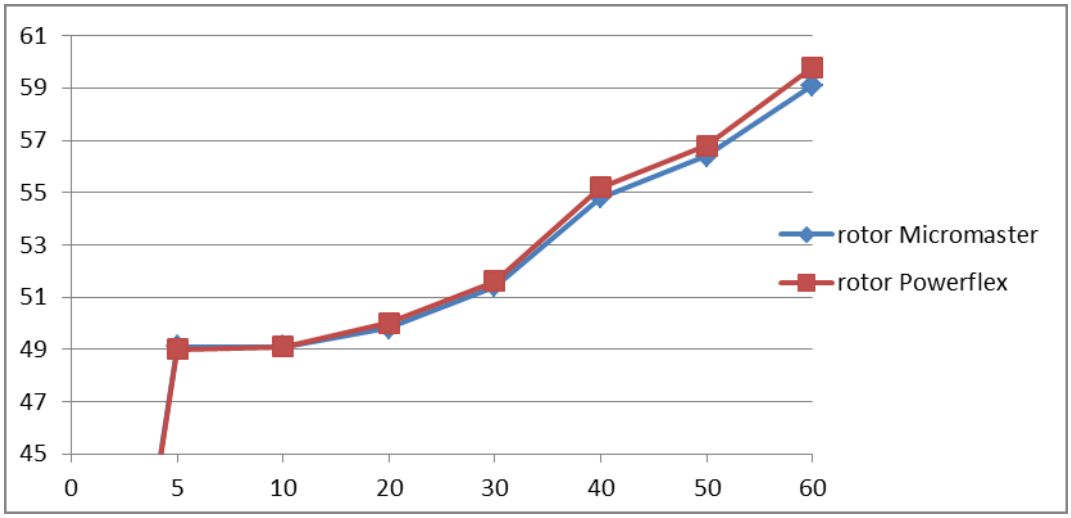
4.4. Porovnání a vyhodnocení získaných údajů.

Porovnání hodnot měření teplot čela motoru.



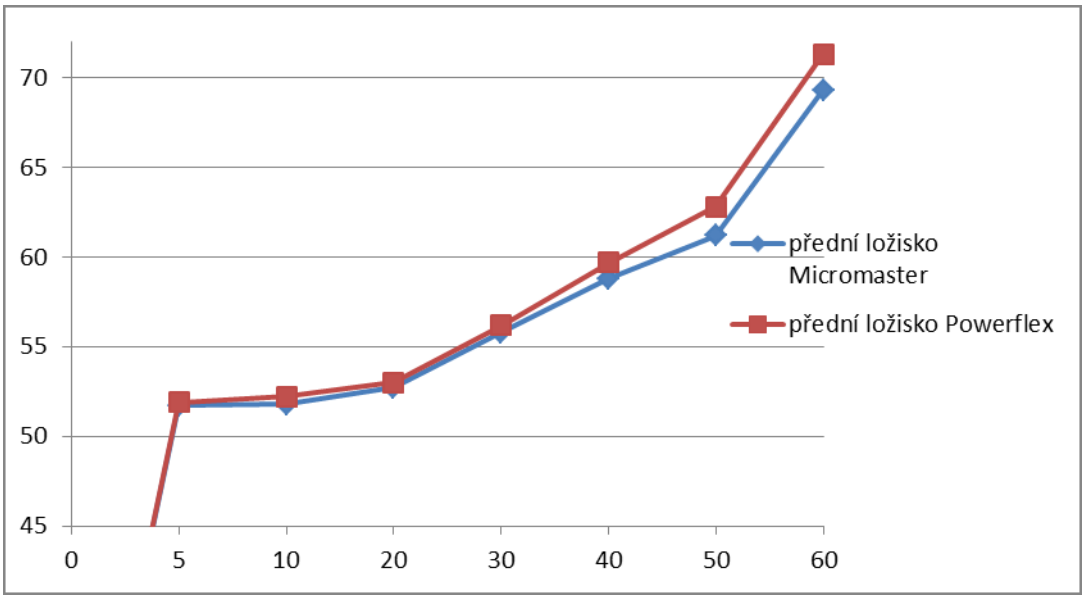
Graf č. 7. Porovnání hodnot měření teplot čela motoru.

Porovnání hodnot měření teplot rotoru motoru.



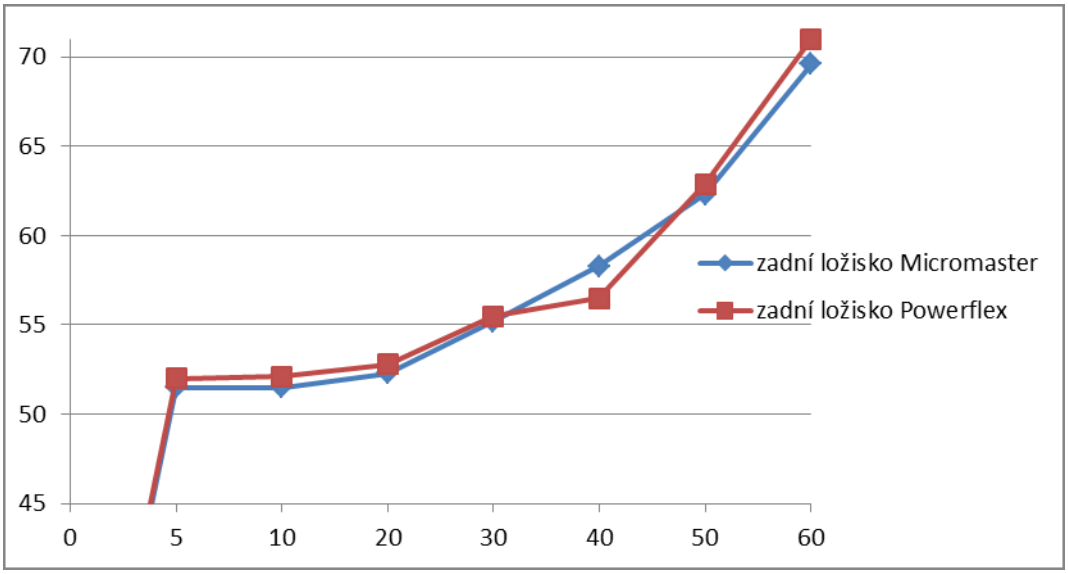
Graf č. 8. Porovnání hodnot měření teplot rotoru motoru.

Porovnání měření teplot předního ložiska motoru.



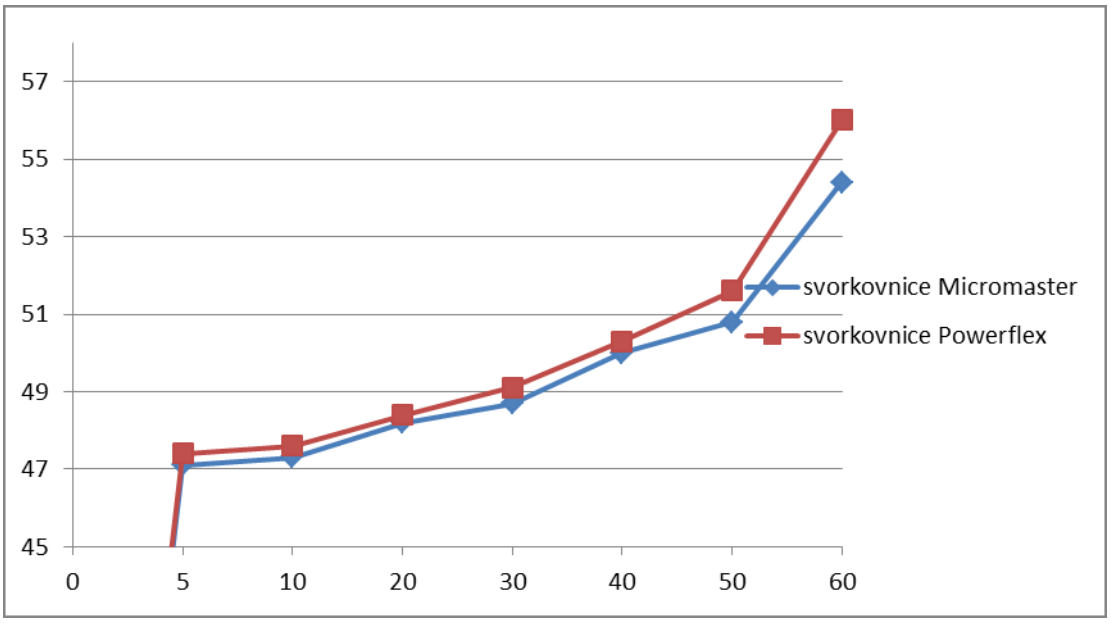
Graf č. 9. Porovnání měření teplot předního ložiska motoru.

Porovnání hodnot měření teplot zadního ložiska motoru.



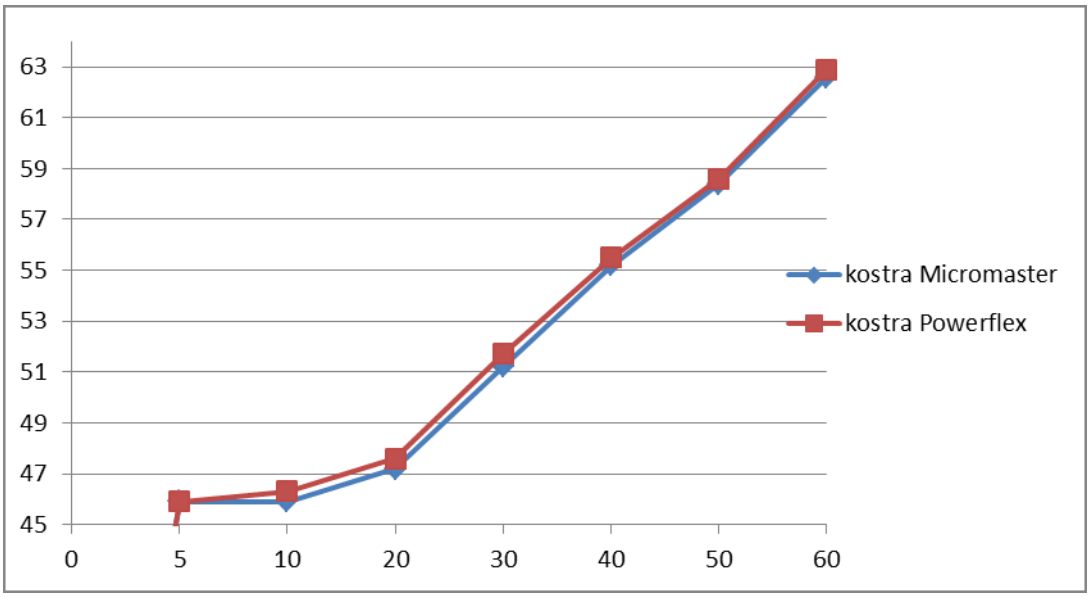
Graf č. 10. Porovnání hodnot měření teplot zadního ložiska motoru.

Porovnání hodnot měření teplot svorkovnice motoru.



Graf č. 11. Porovnání hodnot měření teplot svorkovnice motoru.

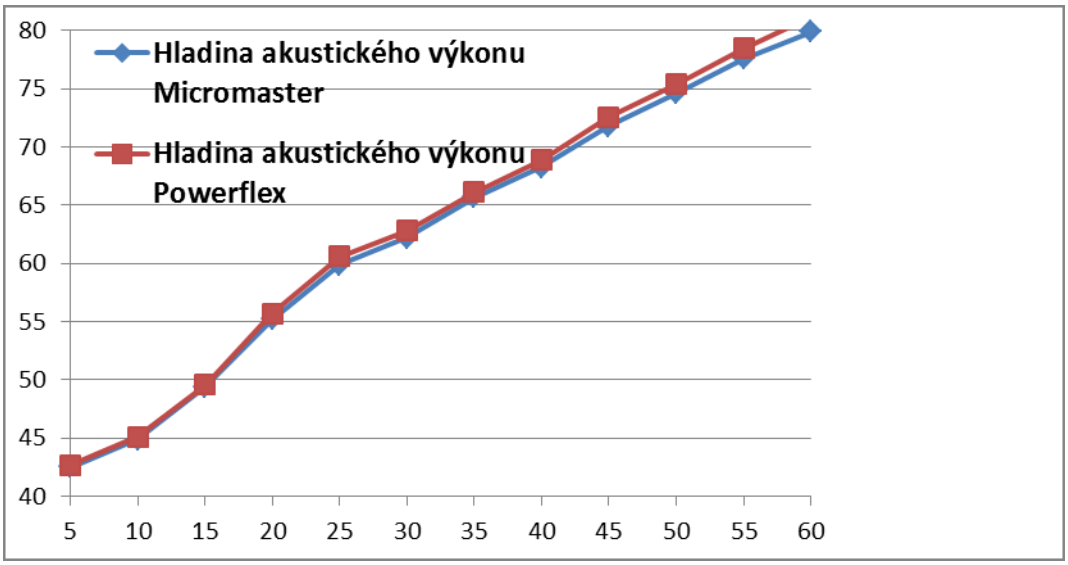
Porovnání hodnot měření teplot kostry motoru.



Graf č. 12. Porovnání hodnot měření teplot kostry motoru.

Z oteplovací zkoušky vyplývá, že hodnoty teplot při řízení uvedenými měniči se podstatně neliší. Nepatrně větší hodnoty vykazoval měnič Powerflex 40. Dle očekávání byly nejvyšší teploty na obou ložiskách. Z podobnosti teplot předního a zadního ložiska a z jejich konkrétních hodnot lze usuzovat, že oběl ložiska ve stejně dobrém stavu.

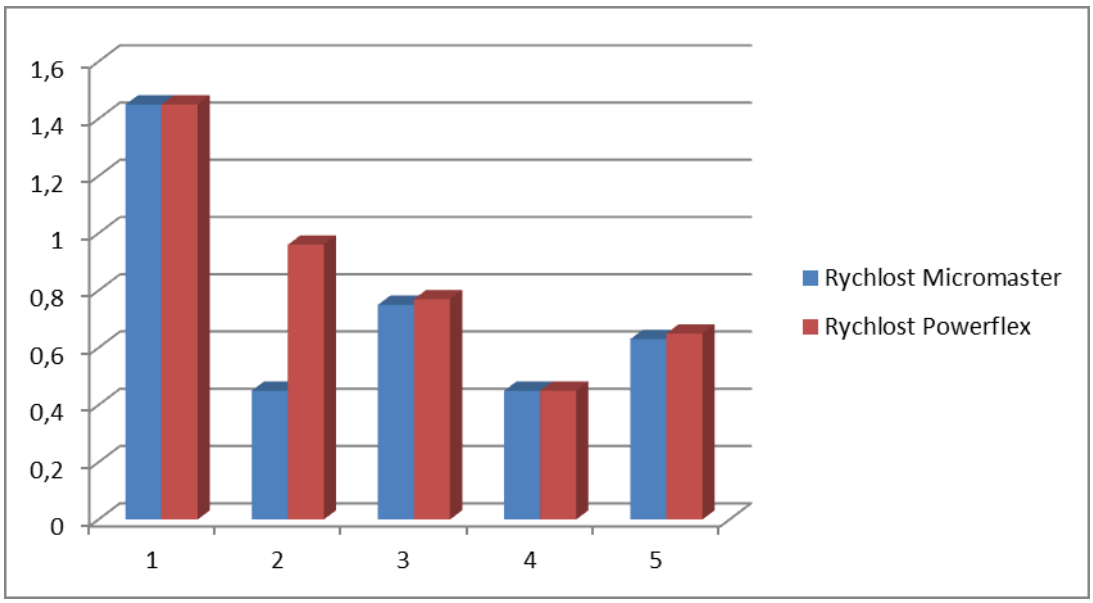
Porovnání hodnot měření akustického výkonu.



Graf č. 13. Porovnání hodnot měření akustického výkonu.

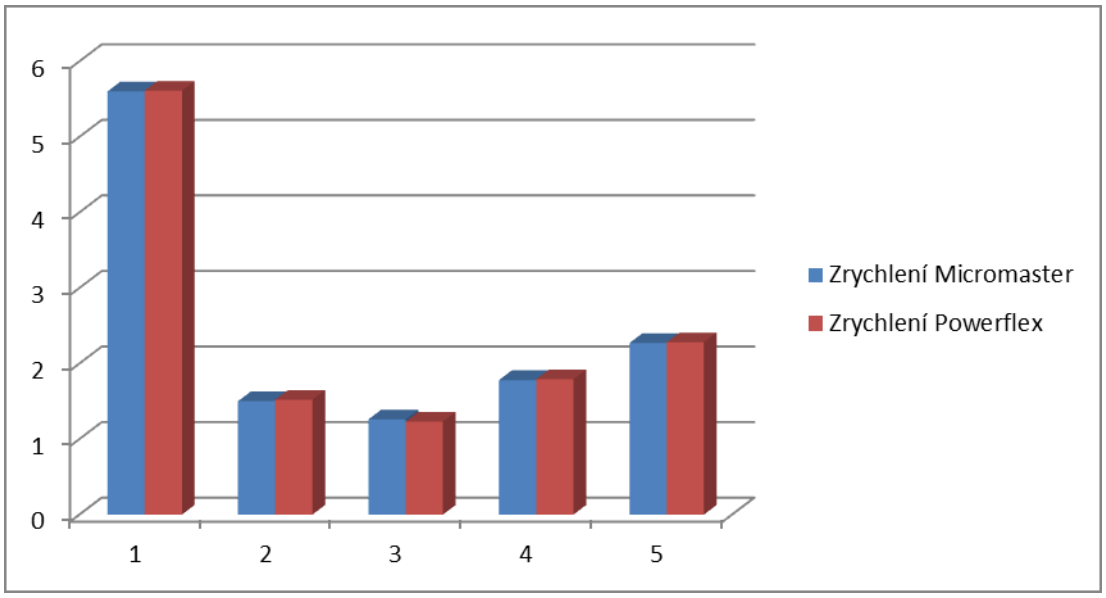
Při měření akustického výkonu se obě sestavy chovaly téměř totožně. Nepatrně větší hodnoty vykazovala sestava s měničem Powerflex.

Porovnání hodno měření vibrací motoru – rychlost.



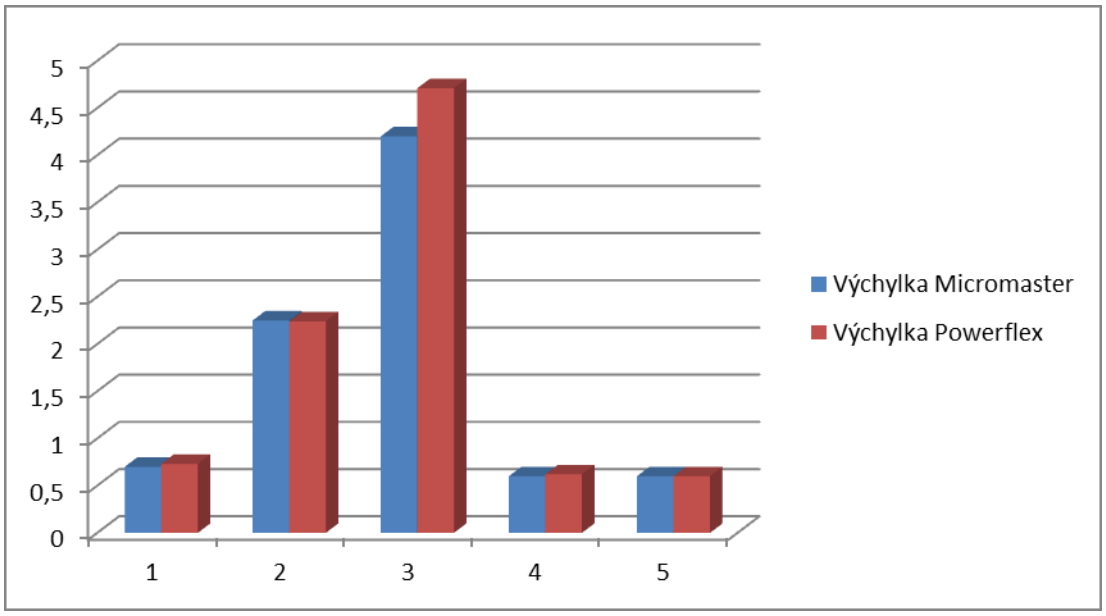
Graf č. 14. Porovnání hodno měření vibrací motoru – rychlost.

Porovnání hodnot měření vibrací – zrychlení.



Graf č. 15. Porovnání hodnot měření vibrací – zrychlení.

Porovnání hodnot měření vibrací – výchylka.



Graf č. 16. Porovnání hodnot měření vibrací – výchylka

5. Závěr

Ve své práci jsem se zabýval porovnáním parametrů asynchronních motorů řízenými frekvenčními měniči.

V teoretické části jsem popsal druhy a různé principy činnosti frekvenčních měničů a jejich parametry. Dále jsem popsal princip a parametry asynchronních motorů a podrobně popsal způsoby regulace asynchronních motorů. V další části jsem se zabýval vlivy frekvenčních měničů na asynchronní motory a jejich diagnostikou.

V praktické části jsem provedl měření na sestavách měnič-asynchronní motor. Jednalo se o sestavy s měniči Micromaster 440 firmy Siemens a měnič Powerflex 40 firmy Allen Bradley. Řízeným motorem byl asynchronní motor nakrátko 1LA7 firmy Siemens. Na obou sestavách jsem provedl sadu měření – zkoušku oteplování, měření hladiny akustického hluku a měření vibrací. Výsledky měření jsem zpracoval a porovnal formou grafů. Z výsledků vyplynulo, že se asynchronní motor v obou případech choval téměř stejně. Bylo to dáno tím, že oba měniče používají stejný typ vektorové regulace a jejich parametry jsou i podobně nastaveny. V případě řízení měničem Powerflex byly hodnoty měřených veličin nepatrně větší. Je to pravděpodobně způsobeno rozdílným nastavení parametrů měniče pro motor 1LA7. Měnič Micromaster, na rozdíl od měniče Powerflex, používá přesné firemní parametry pro konkrétní motor. Několik hodnot měření vibrací nepatrně přesahovalo dovolené hodnoty. Vyloučíme-li možnou chybu měření, mohlo to být způsobeno opotřebením motoru. Z práce vyplynulo, že se obě sestavy při stejném způsobu regulace a při stejném konstantním zatížení chovaly téměř shodně. Pro bližší porovnání parametrů by určitě stálo za úvahu použití jiných druhů zatížení a určitě i více měřících metod.

Seznam použité literatury.

[1] **Poliak, F. Edák, V. Zboray L, :** *Elektrické pohony*, **Praha, SNTL, 1987.**

[2] **Javůrek, J.:** *Regulace moderních el. Pohonů*, **Praha, Grada Publishing, 2003.**

[3] **Neborák, I. Sládeček, V**: *Elektrické pohony,* **VŠB Ostrava, 2008.**

[4] **Oetter, J.:** *Výkonová elektronika pre el. pohony,* **Praha, SNTL, 1986.**

[5] **Caha, Z. Černý, M.:** *Elektrické pohony,* **Praha, SNTL, 1990.**

[6] **Pavelka, J. Čeřovský Z.:** *Výkonová elektronika*, **Praha, ČVUT, 2000.**

[7] **Vondrášek, F.:** *Výkonová elektronika,* **Plzeň, ZČU Plzeň, 1998.**

[8] **Jaksch, I.:** *Metody diagnostiky indukčních motorů*, **Liberec, TU Liberec, 2011.**

[9] **Bernat, P.:** *Negativní vlivy měničů frekvence na asynchronní motor*, **Ostrava, VSB Ostrava, 2006.**

[10] **Kovář, P.:** *Řízení asynchronního motoru pomocí frekvenčního měniče*, **Brno, VUT Brno, 2010.**

[12] **Trzynadlowski, A.:** *Control of induction motors,* **Academic press, 2001.**

[13] **Kopylov I., P.:** *Stavba elektrických strojů,* **Praha, SNTL, 1988.**

[14] **Nekovář M.:** *Výpočet a měření parametrů asynchronních motorů,* **VUT Brno 2012.**

[14] **Petrov, G., N.:** *Elektrické stroje 2*, **Praha, Academia, 1982.**

[15] **Chmelík, K. Sojka, J.:** *Ložiskové proudy a jejich degradační působení,* **časopis Elektro, 08/2003.**

[16] **Bezdíček, J.:** *Diagnostika asynchronních motorů* , **Děčín, časopis Automa, 6/2016.**

[17] **Mentlík, V., Trnka, P.:** *Zvýšení provozní spolehlivosti motorů s měniči s rychlými spínacími prvky,* **časopis Elektro, 12/2008.**

[18] **Gajdůšek, P.:** *Přehled metod řízení asynchronních motorů,* **Elektrorevue, 3/2005.**

[19] *Katalog asynchr. motorů 1LA7,* **firma Siemens.**

[20] *Jednovázové frekvenční měniče*, [online]. [cit. 2016 – 03- 20]. Dostupné z : http://www.tme.eu/cz/katalog/jednofazove-frekvencni-menice_112597/#id_category=112597&s_field=artykul&s_order=ASC&visible_params=2%2C1752%2C2619%2C2620%2C1775%2C98%2C10%2C1756%2C1763%2C32

[21] *Frekvenční měniče VACON s plynulou změnou otáček*, [online]. [cit. 2016 – 06- 03]. Dostupné z : http://vetrani.tzb-info.cz/10850-frekvencni-menice-vacon-s-plynulou-zmenou-otacek

[22] *Přehled metod řízení asynchronních motorů*, [online]. [cit. 2016 – 04- 13]. Dostupné z: http://www.elektrorevue.cz/clanky/05020/index.html

[23] *Současné trendy rozvoje elektrických pohonů napájených z polovodičových měničů*, [online]. [cit. 2016 – 06- 26]. Dostupné z: http://www.odbornecasopisy.cz/elektro/casopis/tema/soucasne-trendy-rozvoje-elektrickych-pohonu-napajenych-z-polovodicovych-menicu--15108

[24] *Napájení asynchronních motorů z měničů*, [online]. [cit. 2016 – 05- 30]. Dostupné z: http://www.elektroprumysl.cz/pohony-menice-a-energetika/napajeni-asynchronnich-motoru-z-menicu-3

[25] *Frekvenční měniče EMC a použití příslušenství*, [online]. [cit. 2016 – 05- 30]. Dostupné z: http://www.tzb-info.cz/2953-frekvencni-menice-emc-a-pouziti-prislusenstvi

[26] *History of inventer technology*, [online]. [cit. 2016 – 04- 18]. Dostupné z: http://www.actrol.com.au/global/assets/howto/mhi-history-of-inverter-technology.pdf

[27], *History of Power Electronics for Motor Drives in Japan* [online]. [cit. 2016 – 06- 13]. Dostupné z: http://ethw.org/images/4/49/Yano2.pdf
[28], *Power electronics* [online]. [cit. 2016 – 05- 04]. Dostupné z: https://en.wikipedia.org/wiki/Power_electronics